
Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Periodici
Italiani.
993
ROMA
VITT. EMANUELE




Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

VOL. VIII - N. 1 (PUBBLICAZIONE MENSILE) GENNAIO 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO I TALE

VOL. VIII GENNAIO 1939-XVII N. 1

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Résumés en langue française - English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA



VOLUME VIII
(1939)



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10



Tipografia Carlo Accame - Corso Regina Margherita, 46 bis - Torino



INDICE PER AUTORI

(A) articoli; (C) cronaca tecnica; (L D) lettere al direttore; (L P) libri e pubblicazioni; (N A) nuovi apparecchi; (R) recensioni.

A

B

Pagine iniziali dei singoli fascicoli del volume: p. 1, n. 1 (gennaio); p. 73, n. 2 (febbraio); p. 145, n. 3 (marzo); p. 217, n. 4 (aprile); p. 297, n. 5 (maggio); p. 361, n. 6 (giugno); p. 425, n. 7 (luglio); p. 489, n. 8-9 (agosto-settembre); p. 609, n. 10 (ottobre); p. 681, n. 11 (novembre); p. 753, n. 12 (dicembre).

C



D

E

F

G

H

I

J

K

L

M

R

S

Z

INDICE PER MATERIE

1. - Acustica applicata ed elettroacustica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

2. - Amplificatori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

3. - Antenne.

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

4. - Applicazioni varie.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Informazioni e notizie

5. - Circuiti, quadripoli, filtri.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

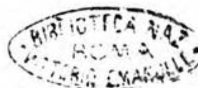
Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

6. - Convertitori, raddrizzatori.

Recensioni



Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

7. - Disturbi e fenomeni perturbatori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

8. - Elettrofisica e magnetofisica.

Note di redazione

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

9. - Elettrotecnica generale.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Libri e pubblicazioni

10. - Fisica generale.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

11. - Fonografia e cinematografia sonora.

Note di redazione

Memorie e articoli

Cronaca tecnica

Informazioni e notizie

12. - Fotoelettricità.

Memorie e articoli

Recensioni

13. - Generatori, oscillatori, trasmettitori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

14. - Istituti, scuole, esposizioni, congressi.

15. - Linee e condutture.

Memorie e articoli

Recensioni

Informazioni e notizie

16. - Materiali.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

17. - Misure.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

18. - Modulazione e rivelazione.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

19. - Piezoelettricità e magnetostrizione.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

20. - Propagazione delle radioonde.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

21. - Radiocomunicazioni direttive e radiogoniometria.

22. - Radiotecnica generale, impianti e accessori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

23. - Ricevitori.

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

24. - Telefonia generale, impianti e accessori.

Note di redazione

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

27. - Tubi elettronici.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

28. - Varie.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

29. - Vibrazioni meccaniche.

Memorie e articoli

Recensioni



Vol. VIII Gennaio 1939-XVII N. 1

ALTA FREQUENZA

Ricordo di Marconi.

All'aprirsi del nuovo anno volgiamo un istante lo sguardo a quello che testè si è chiuso. Esso ha visto eventi memorabili e l'umanità vi è passata per momenti di ansia e di sollievo, quali possiamo dire ben di rado si presentino nella storia del mondo. Non tanto per la gravità degli avvenimenti, quanto per l'immediatezza con cui sono stati seguiti e per la partecipazione al loro svolgersi di un numero grande di uomini consapevoli.

« Ho pensato più volte in questi giorni che, se non fossero stati i nuovi mezzi tecnici vieppiù perfezionati come il telefono, la radio e l'aviazione, i quali hanno permesso agli uomini ad ogni ora e quasi ad ogni minuto di seguire con ansia lo svolgersi vertiginoso degli eventi, l'irreparabile si sarebbe scatenato per impeto fatale senza rimedio.

La scienza tecnica, di cui l'uomo abusa tante volte per fini di morte, si è rivelata sotto il suo aspetto più benefico e moralmente più grande, quello di fondere tutti gli animi benintenzionati in un immenso sforzo collettivo per la difesa della pace.

Chi non ha pensato, durante questi momenti tragici, a Guglielmo Marconi, figura di grandissimo Italiano, che ci ha dato lo strumento quasi divino della radio?... » (1).

In onore di Guglielmo Marconi « Alta Frequenza » scioglie oggi la promessa, formulata or è poco più di un anno (2), di un premio all'articolo originale giudicato più meritevole fra quelli comparsi nelle sue pagine dal luglio 1937-XV al dicembre 1938-XVII. Come i lettori ricorderanno, la generosità di un fedele amico offrì allora alla rivista il modo

(1) Dal discorso pronunziato a Lugano il 2 ottobre 1938 dal Consigliere federale Motta, capo del dipartimento politico della Confederazione Svizzera.

(2) A. F., 1937, VI, p. 638.

di predisporre un tale tributo di omaggio alla memoria del compianto Presidente del suo Comitato Direttivo.

L'articolo prescelto, dopo accurato esame dei non pochi lavori degni della più attenta considerazione, è quello dovuto all'ingegnere GAETANO LATMIRAL dell'Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni: « Radiazione superficiale da antenne orizzontali e misura delle costanti elettriche dei terreni » (3). Esso si presenta come particolarmente meritevole: con elegante e suggestiva applicazione del principio di reciprocità trasporta i risultati ottenuti per le antenne verticali al campo di quelle orizzontali e ne definisce così, in modo praticamente completo, le caratteristiche; verifica con interessanti esperienze le deduzioni teoriche; le applica alla misura della conducibilità del terreno in piccolo spazio, fornendo per questo scopo un metodo, che si raccomanda, fra l'altro, per la semplicità dei mezzi richiesti.

La memoria fu anche oggetto di particolare interesse alla VI Assemblea generale dell'U.R.S.I., a Venezia (4). A noi piace rilevare la coincidenza che un lavoro italiano, proprio su uno degli argomenti in cui più basilare e profonda è l'orma del Grande Scomparso, venga segnalato per onorare la memoria di Lui. Ed offra modo di premiare una delle giovani promettenti forze fra i nostri studiosi.

Esprimiamo all'ingegnere Latmiral il nostro compiacimento e porgiamo di nuovo al generoso donatore, che volle nascondere sotto il velo dell'incognito la nobiltà del suo gesto, le grazie più vive.

Iniziamo così anche il nuovo anno sotto il segno di Marconi. E salutiamo nei lettori gli amici, cui chiediamo di mantenersi fedeli e di aiutarci a diffondere « Alta Frequenza ». Presentiamo loro da parte nostra un ulteriore miglioramento formale della rivista: nei caratteri tipografici più grandi e di più comoda lettura, e negli accorgimenti d'impaginazione che, pur con i corpi maggiori, eviteranno si riduca la densità della materia pubblicata e ne consentiranno invece qualche ulteriore aumento.

Trasformatori di modulazione.

Il progetto degli apparati radiotrasmittenti è andato via via assumendo, col passare del tempo, un carattere sempre più tecnico e più rigoroso. Accanto allo sviluppo dei metodi di calcolo degli amplificatori, per i quali è da rilevare un processo di semplificazione più che di affinamento, i progressi nello studio teorico dei circuiti e nella conoscenza

(3) A. F., 1938, VII, p. 509.
(4) A. F., 1938, VII, p. 505 e 877.

tecnologica dei materiali, insieme con l'accresciuto corredo di esperienza costruttiva, hanno progressivamente portato ad una maggiore approssimazione dei calcoli preventivi; d'altra parte ogni perfezionamento nello studio delle singole parti conduce nel complesso ad una miglioria delle qualità tecniche degli apparati o ad una diminuzione del costo.

Sul progetto dei trasformatori di modulazione la letteratura tecnica è stata fino ad ora assai scarsa di notizie; certamente qualche casa costruttrice ha i suoi metodi di calcolo, tratti dalla sua esperienza, ma questi non sono di dominio pubblico. Riteniamo quindi che potrà riuscire gradito, specialmente nella cerchia di coloro che s'interessano a questi problemi, conoscere il metodo di calcolo sviluppato dal collega Boella. Nello scritto che pubblichiamo, i vari aspetti del problema sono trattati con ordine e con ampiezza notevole, prestando particolare attenzione alle esigenze del progettista, cui si fornisce anche una buona guida negli esempi di calcolo a corredo dell'articolo.

Orologi a quarzo.

Da qualche anno, grazie all'aumentata stabilità della frequenza degli oscillatori a quarzo e alla maggiore durata e costanza dei tubi elettronici, si è prospettata la possibilità di sostituire con orologi a quarzo i pendoli di precisione, funzionanti come campioni secondari di tempo nei laboratori o negli osservatori astronomici.

È ancora molto discussa la superiorità dell'uno o dell'altro sistema. Dal punto di vista della stabilità si può dire che essi siano ora equivalenti, poichè anche i migliori campioni a quarzo non possono attualmente garantire un'instabilità della frequenza minore di qualche unità su 10^8, nel periodo di tempo (una diecina di giorni) occorrente per eseguirne il confronto con i segnali orari, entro i limiti di una sufficiente precisione. Con i pendoli si ottengono periodi di funzionamento ininterrotto notevolmente più lunghi, che non con gli orologi a quarzo, ma d'altra parte essi risentono delle scosse telluriche e il loro periodo di oscillazione è legato al movimento di rotazione della terra, sulla cui regolarità sono stati avanzati dubbi recenti. Gli orologi a quarzo inoltre possono dare una suddivisione del tempo più piccola del secondo e, fornendo essi direttamente una radiofrequenza, sono più adatti come campioni di tempo per la misura di frequenze. Anche per il costo non vi è attualmente molta differenza tra un ottimo orologio a quarzo ed un moderno pendolo di alta precisione, nel vuoto.

In definitiva sembra che, allo stato presente, pendoli e orologi a quarzo complessivamente si equivalgano; ma offrono pregi e inconve-

nienti così diversi gli uni dagli altri, che, più che competere, si integrano, ed un laboratorio realmente bene attrezzato per la misura delle frequenze dovrebb'essere dotato di ambedue i tipi di campione di tempo.

Il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina ha una vecchia e gloriosa tradizione nel campo delle misure di frequenza. È gradito apprendere, dallo scritto del dottore MALATESTA su un demoltiplicatore di frequenza per orologio a quarzo, che questa tradizione è tuttora mantenuta. E nasce spontaneo l'augurio che codesto articolo sia il preludio di una più completa descrizione della moderna attrezzatura di quell'Istituto per la misura delle frequenze.

LA REDAZIONE.

CALCOLO E PROGETTO DEI TRASFORMATORI DI MODULAZIONE

MARIO BOELLA

Premesse alcune osservazioni generali sulla funzione del trasformatore di modulazione, è mostrato come se ne stabiliscano le caratteristiche principali e come se ne imposti il calcolo. Alcune considerazioni sul proporzionamento del nucleo sono di guida per fissare le dimensioni di ingombro del trasformatore. Si procede quindi nello sviluppo del calcolo e si forniscono indicazioni costruttive con particolare riguardo sulla più conveniente disposizione degli avvolgimenti. È esaminato anche il caso di trasformatori per grandi potenze, con induttanza separata per l'alimentazione anodica dei tubi modulatori. Alcuni esempi chiariscono il procedimento del calcolo.

1. - Considerazioni generali.

Il trasformatore di modulazione, nei trasmettitori radiotelefonici, è l'organo di accoppiamento tra i tubi terminali dell'amplificatore a frequenza acustica e i tubi modulatori; esso trasferisce la potenza necessaria alla modulazione, adattando il valore ottimo dell'impedenza di carico dei tubi amplificatori a quello effettivo dell'impedenza del circuito utilizzatore.

In definitiva quindi, il trasformatore di modulazione compie una funzione non dissimile da quella dei trasformatori di tensione per frequenza industriale, ma il suo progetto ne differisce in modo notevole, essenzialmente in relazione ai seguenti tre punti: notevole estensione dell'intervallo di frequenze nel quale si richiede uniforme comportamento del trasformatore; ampio campo di variabilità, generalmente tra zero e il massimo, della potenza trasferita, con la caratteristica che, al variare di quella, rimangono costanti non le tensioni, ma le impedenze di entrata e di uscita; assai spesso infine, presenza, nell'avvolgimento secondario, di una componente continua di corrente, che impone un proporzionamento ed una costruzione del tutto particolari.

Lo studio del trasformatore di modulazione ha naturalmente molti punti di affinità con quello dei trasformatori di accoppiamento fra tubi

elettronici per frequenze acustiche e dei trasformatori telefonici in generale, specialmente per quanto riguarda il comportamento alle più alte frequenze del campo acustico.

2. - Determinazione dei dati e impostazione del calcolo.

Consideriamo, come esempio tipico, la modulazione per variazione della tensione anodica.

Sia da progettare il trasformatore per alimentare uno o più tubi modulatori assorbenti, senza modulazione, una corrente anodica I''_{ao} con una tensione di alimentazione anodica V''_{ao}; se m è la profondità massima di modulazione desiderata, $m\,V''_{ao}$ ed $m\,I''_{ao}$ sono rispettivamente l'ampiezza massima della tensione alternativa, che si deve avere al secondario del trasformatore, e l'ampiezza massima della corrente, essendosi ammesso, con approssimazione per lo più sufficiente in questi calcoli, che durante il ciclo di modulazione i valori istantanei di corrente e di tensione siano tra loro proporzionali. Allora si può ritenere che i tubi modulatori, considerati come circuito di utilizzazione del trasformatore, equivalgano ad una resistenza costante R_u, di valore V''_{ao}/I''_{ao}, e il trasformatore deve essere dimensionato in modo da poter erogare su tale resistenza la potenza massima:

$$P_u = \frac{1}{2}\, m^2\, V''_{ao}\, I''_{ao}\,.$$

Assunto un probabile valore η per il rendimento del trasformatore, variabile tra 0,7 e 0,95 andando dalle piccole alle grandi potenze, la potenza massima, che deve essere erogata dai tubi terminali dell'amplificatore per frequenze acustiche, e in base alla quale se ne sceglie il tipo e se ne fissano le condizioni di funzionamento, è $P_u\,/\,\eta$.

Si può ora determinare il rapporto di trasformazione, considerando che, per un conveniente impiego dei tubi amplificatori, il rapporto tra il valore massimo della tensione alternativa di placca e la tensione continua di alimentazione deve essere compreso tra 0,60 e 0,85, dipendentemente dal tipo dei tubi adoperati e dalle esigenze, cui l'amplificatore deve soddisfare: con i valori più alti di tale rapporto si raggiungono valori più elevati del rendimento dell'amplificatore, il quale è ad esso proporzionale, ma si ha per contro un aumento della distorsione non lineare. Il rapporto di trasformazione N'/N'' tra primario e secondario, o tra metà del primario e secondario, nel caso più consueto in cui i tubi terminali dell'amplificatore siano disposti in controfase, risulta dunque espresso dalla relazione:

$$\frac{N'}{N''} = k_c\, \frac{(0{,}60 \div 0{,}85)\; V'_{ao}}{m\, V''_{ao}}\,,$$

nella quale k_c è un coefficiente, che tiene conto delle cadute resistive e reattive nel trasformatore e può variare da 0,8 a 0,95 a seconda della potenza e del tipo di costruzione.

Applicando i noti concetti di circuito equivalente di un tubo elettronico, con generatore a corrente costante (1), e di circuito equivalente di un trasformatore, nel quale si scindono le induttanze, L'_1 ed L''_1, relative ai flussi dispersi, da quelle principali, L' ed L'', relative al flusso concatenato, trascurando momentaneamente le capacità distribuite degli avvolgimenti per il caso considerato del trasformatore di modulazione, si ottiene lo schema equivalente rappresentato nella figura 1:

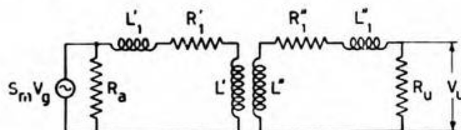


Fig. 1. — Schema equivalente di un amplificatore con trasformatore.

in esso S_m ed R_a sono la conduttanza mutua e la resistenza interna anodica equivalente dei tubi amplificatori. Se i tubi sono due, funzionanti in controfase e in classe A, R_a è la metà della resistenza interna di un singolo tubo, dato che si può ritenere questa praticamente costante durante il ciclo della modulazione e d'altra parte lo schema in controfase, sotto questo punto di vista, equivale ad avere i due tubi in parallelo inseriti su una metà del primario; dobbiamo naturalmente considerare in questo caso, come si è già detto, il rapporto di trasformazione e gli elementi dello schema equivalente riferiti alla metà dell'avvolgimento primario. Se invece i tubi amplificatori funzionano in classe AB o B, la loro resistenza interna varia periodicamente nel ciclo della modulazione e se ne deve stabilire un valore medio equivalente, per determinare R_a; in particolare, nel caso di un amplificatore con due tubi in controfase in classe B, si può supporre, per un computo grossolanamente approssimato, che durante il semiperiodo in cui ciascun tubo funziona la sua resistenza interna sia costante ed uguale al valore che esso presenta nel funzionamento in classe A e che è quello più comunemente indicato dal costruttore: in tal caso, allora, R_a è precisamente uguale a tale valore, mentre che, per un amplificatore in classe AB, esso sarebbe compreso tra il valore stesso e la sua metà e più prossimo all'uno oppure all'altro estremo, a seconda che la classe di funzionamento si approssimi più al tipo A o al tipo B.

Con una trasformazione di circuito equivalente si passa dallo schema della figura 1 a quello della figura 2, avendo indicato con N'/N'' il rapporto di trasformazione; da tale schema appare evidente che verso il limite inferiore del campo di frequenze, essendo trascurabili le cadute reattive interne, l'uniformità di comportamento del trasformatore, cioè

(1) M. BOELLA: Circuiti equivalenti dei tubi elettronici - R. C. XLII Riunione A. E. I., 1937, III, n. 234.

la costanza del rapporto V_u/V_g al variare della frequenza, dipende essenzialmente dall'essere abbastanza grande la reattanza $\omega L''$ rispetto alla resistenza risultante delle due resistenze in parallelo R_u e $R_a\,(N''/N')^2$; fissata quindi la frequenza limite inferiore di funzionamento del trasfor-

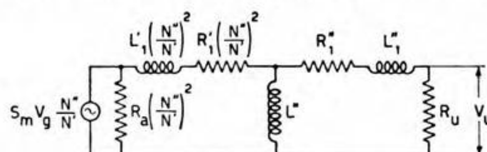


Fig. 2. — Trasformazione dello schema equivalente precedente.

matore, per la quale si raggiunge una determinata diminuzione del rapporto V_u/V_g rispetto alle frequenze centrali della gamma acustica, è facile calcolare quale valore di induttanza L'' il secondario del trasformatore debba presentare.

Il progetto del trasformatore di modulazione si presenta dunque identico a quello di un'induttanza a nucleo di ferro, il cui avvolgimento sia percorso da una componente continua di corrente, tenendo presente che la condizione di rendimento ottimo, con l'uguaglianza delle perdite nel rame nel primario e nel secondario, si ha in genere ripartendo ugualmente tra i due avvolgimenti lo spazio disponibile.

3. - Considerazioni sul proporzionamento del nucleo.

Nei trasformatori di modulazione con una componente continua di corrente nell'avvolgimento, come nelle induttanze, la interruzione del circuito magnetico con un traferro porta un migliore proporzionamento tra i pesi del ferro e del rame ed una migliore utilizzazione del volume di ingombro totale; tale effetto è particolarmente accentuato dal notevole valore del rapporto tra la permeabilità reale del ferro e quella incrementale per cicli dissimmetrici, cosicchè il traferro diminuisce assai più efficacemente la prima, che non la seconda.

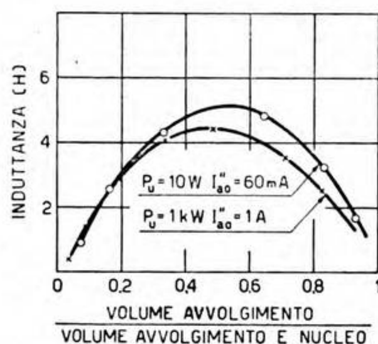


Fig. 3. — Importanza del proporzionamento tra i volumi di ingombro del ferro e del rame.

È interessante osservare, che il migliore proporzionamento del trasformatore si ha generalmente in pratica per volumi dell'avvolgimento e del nucleo circa uguali. Nella figura 3 si vedono appunto i risultati di alcuni calcoli eseguiti su due trasformatori di potenza utile

notevolmente diversa, 10 W e 1000 W, assegnando al traferro diversi valori, a partire da zero, e mantenendo costante il volume di ingombro del trasformatore; si sono portati in ascisse i valori del rapporto tra il volume dell'avvolgimento (compreso il materiale isolante) e il volume complessivo dell'avvolgimento e del nucleo e in ordinate i valori di induttanza del primario. Naturalmente, essendo i massimi delle curve assai piatti, c'è molta tolleranza nel proporzionamento; ma è sempre utile tener presente tale norma nel progetto del trasformatore, quando se ne disegna il nucleo. Tenuto conto dei coefficienti di riempimento del ferro (0,8 ÷ 0,9) e del rame (0,2 ÷ 0,3), si ricava un rapporto tra peso del ferro e peso del rame pari a 3 ÷ 4, cioè un valore dello stesso ordine di grandezza di quelli consigliati per i trasformatori industriali, quantunque le ragioni che conducono a determinarlo siano per questi sostanzialmente diverse.

Se si indica con l_m la lunghezza del circuito magnetico, con l_t la lunghezza del traferro, con μ_r/μ_o la permeabilità reversibile relativa del ferro nelle condizioni di lavoro e con μ_{re}/μ_o la permeabilità reversibile effettiva relativa del circuito magnetico, considerando costante la sezione del circuito magnetico e nulle le dispersioni di flusso e potendo trascurare l_t di fronte ad l_m, si ha:

[1] $$\frac{\mu_{re}}{\mu_o} = \frac{1}{\frac{\mu_o}{\mu_r} + \frac{l_t}{l_m}}.$$

Indicati ora con S_m la sezione del circuito magnetico e con N'' il numero di spire del secondario, l'induttanza di questo risulta:

[2] $$L'' = N''^2 \frac{S_m}{l_m} \mu_{re},$$

essendo μ_o la permeabilità nel vuoto, cioè $1{,}25 \cdot 10^{-6}$ H/m nel sistema M. K. S.

Le due relazioni scritte ci permettono di sviluppare alcune considerazioni di similitudine elettrica, che possono risultare assai utili nel progetto del trasformatore.

Supponiamo, con un dato nucleo magnetico, di variare il numero di spire del secondario e in conseguenza la sezione s del conduttore e la corrente in esso, in modo che ne rimanga costante la densità. Si hanno allora le seguenti relazioni di proporzionalità:

$$s \equiv N''^{-1}, \qquad I''_{ao} \equiv N''^{-1};$$

essendo quindi $N'' I''_{ao}$ costante, perchè il ferro lavori in ogni caso nelle medesime condizioni, anche l_t e μ_{re} devono rimanere costanti; pertanto l'induttanza L'' del secondario risulta, per la relazione [2], proporzionale ad N''^2 e infine $L'' I''^2_{ao}$ si mantiene costante. Si può dunque dire che, a pari volume di ingombro del trasformatore e rimanendo costanti le condizioni di impiego del ferro e del rame, rimane costante il prodotto

$L'' I''^2_{ao}$, dell'induttanza del secondario per il quadrato della componente continua di corrente nell'avvolgimento.

Consideriamo ora invece trasformatori simili, di grandezza diversa, nei quali siano uguali il numero di spire del secondario, la densità di corrente nell'avvolgimento e il valore medio $\mathfrak{B}_o$ dell'induzione nel nucleo, prodotto dalla componente continua della corrente nel secondario. Indicato con L il simbolo dimensionale di lunghezza, possiamo scrivere in tal caso:

$$\frac{S_m}{l_m} = \mathrm{L}\,, \qquad s = \mathrm{L}^2\,, \qquad I''_{ao} = \mathrm{L}^2\,;$$

essendo dunque $N'' I''_{ao}$ proporzionale ad L^2 e dato che in genere nel circuito magnetico la riluttanza del traferro è notevolmente maggiore di quella del ferro, si può dire approssimativamente che, per mantenere costante l'induzione $\mathfrak{B}_o$ nel ferro, deve essere:

$$l_t = \mathrm{L}^2\,, \qquad \frac{l_t}{l_m} = \mathrm{L}\,;$$

si vede quindi con la [2] che, nel caso ora considerato, l'induttanza L'' del secondario rimane costante, mentre è:

$$L'' I''^2_{ao} = \mathrm{L}^4\,.$$

Per trasformatori simili, $L'' I''^2_{ao}$ risulta approssimativamente proporzionale alla quarta potenza delle dimensioni lineari, cioè alla potenza 4/3 del volume di ingombro.

Tale regola di proporzionalità, per potenze non troppo piccole, è soddisfacentemente confermata dall'esperienza ed è utilmente impiegabile nelle successive approssimazioni del progetto. Nel suo campo di validità essa permetterebbe anche di stabilire una formula empirica per il calcolo di primo orientamento della sezione del nucleo; ma è più conveniente a tale scopo l'impiego di un grafico.

Nella figura 4 si è appunto riportato un grafico, dedotto dal calcolo di una serie di trasformatori di potenza da 10 W a 5 kW, nel quale si sono portati, su scala doppiamente logaritmica, in ascisse i valori di $L'' I''^2_{ao}$ e in ordinate quelli della sezione del nucleo. Il diagramma per i trasformatori di maggior potenza si approssima sensibilmente ad una retta con pendenza 1/2, mentre se ne scosta per i trasformatori di minore potenza, per i quali si è dovuto assumere un valore minore per il coefficiente di utilizzazione dell'avvolgimento.

È interessante osservare la relazione esistente tra la quantità $L'' I''^2_{ao}$ e la potenza massima P_u erogabile dal trasformatore. Se indichiamo con $\omega_m / 2\pi$ quel valore di frequenza per il quale la reattanza del secondario eguaglia la risultante della resistenza di utilizzazione e di quella interna dei tubi, trasferita sul secondario (paragrafo 2), si ha:

$$L'' I''^2_{ao} = \frac{1}{\omega_m} \cdot \frac{(N''/N')^2 R_a \cdot R_u}{(N''/N')^2 R_a + R_u} I''^2_{ao}\,.$$

Ma $R_u I''^2_{ao} / 2$ è la massima potenza utile del trasformatore e quindi si può scrivere la relazione:

$$L'' I''^2_{ao} = \frac{2 P_u}{\omega_m} \frac{(N''/N')^2 R_a}{(N''/N')^2 R_a + R_u},$$

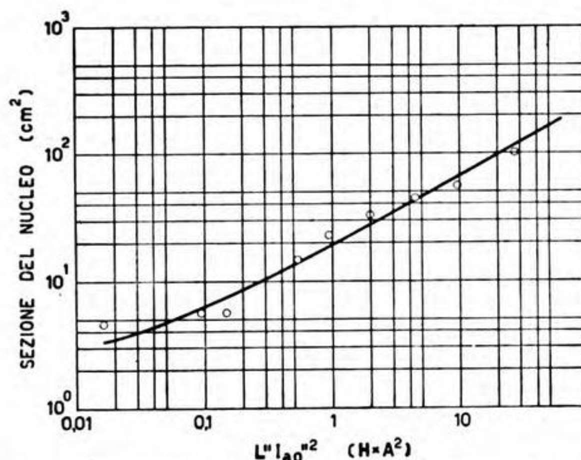


Fig. 4. — Diagramma per il calcolo della sezione del nucleo.

la quale si semplifica, nel caso in cui la resistenza interna dei tubi, trasferita sul secondario, sia assai più grande di quella di utilizzazione (tetrodi o pentodi), nella:

$$L'' I''^2_{ao} = \frac{2 P_u}{\omega_m}.$$

Tale valore caratteristico di frequenza potrebbe essere considerato quale limite inferiore convenzionale di funzionamento del trasformatore; si vede infatti, considerando lo schema equivalente della figura 2, che per questo valore il guadagno dell'amplificatore si riduce a $1 / \sqrt{2}$ del valore che si ha per frequenze notevolmente più alte, al centro del campo di funzionamento del trasformatore, e la componente magnetizzante della corrente alternativa diviene uguale alla componente attiva; cosicchè solo per frequenze più basse si può considerare, nella maggioranza dei casi, che divengano veramente importanti la diminuzione di guadagno e le distorsioni.

4. - Procedimento del calcolo.

Fissato il valore dell'induttanza del secondario come è stato indicato nel paragrafo 2, in base al valore di $L'' I''^2_{ao}$ si stabilisce in prima approssimazione la sezione e quindi le altre dimensioni principali del nucleo. La sezione magnetica S_m del nucleo è leggermente minore della sezione

geometrica, secondo un coefficiente moltiplicativo 0,8 ÷ 0,9, il quale serve a tener conto dell'isolamento tra le lamiere.

Stabilite le migliori condizioni di funzionamento del ferro, in base alla curva di prima magnetizzazione del materiale e in modo che questo venga impiegato in un tratto abbastanza rettilineo della caratteristica, intorno al valore $\mathfrak{B}_0$ determinato dalla componente continua della corrente secondaria, si calcola la forza magnetomotrice $\mathfrak{F}_f$, in amperspire, necessaria per il ferro.

Nella figura 5 sono riportate la curva di prima magnetizzazione e quella di permeabilità per lamiere al ferro-silicio, del tipo con perdite

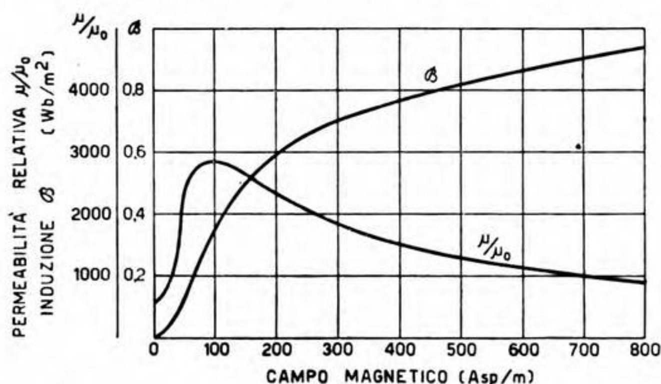


Fig. 5. — Curva di prima magnetizzazione e curva di permeabilità per lamierini di ferro-silicio con perdite normalizzate di 1,2 W/kg.

normalizzate di 1,2 W/kg. Per questo materiale, in base al quale sono stati sviluppati i calcoli, che hanno determinato il diagramma riportato nella figura 4, il valore più conveniente di $\mathfrak{B}_0$ è intorno a 0,5 Wb/m².

Fissata la sezione del conduttore, in base ad I''_{a0} e ad un conveniente valore della densità di corrente, normalmente tra 2 e 3 A/mm², si calcola il numero di spire N'' del secondario, che è possibile sistemare col tipo di nucleo assunto, considerando che conviene ripartire ugualmente tra primario e secondario la sezione disponibile e assumendo un coefficiente di riempimento del rame in genere compreso tra 0,2 e 0,3, in relazione alla potenza del trasformatore e all'isolamento necessario per il conduttore e per le sezioni dell'avvolgimento.

La forza magnetomotrice prodotta dalla corrente I''_{a0} nel secondario è dunque $N''\, I''_{a0}$; detraendo da questo valore quello che si è calcolato occorrere per il ferro, rimane la forza magnetomotrice $\mathfrak{F}_t$ cui si deve fare equilibrio col traferro, e la lunghezza di questo è in metri:

$$l_t = \mu_0 \frac{\mathfrak{F}_t}{\mathfrak{B}_0},$$

essendo $\mu_0 = 1{,}25 \cdot 10^{-6}$ H/m.

Si può ora calcolare, dalla curva di permeabilità reversibile del materiale, la permeabilità reversibile effettiva del circuito magnetico, mediante la relazione [1].

Si verifica infine, mediante la relazione [2], quanto risulti l'induttanza del secondario; se il valore trovato è troppo diverso da quello desiderato, si procede per successive approssimazioni con opportune modifiche nel disegno del nucleo, variando la sezione totale dell'avvolgimento o eventualmente anche, se lo scarto fosse notevole, la sezione del nucleo.

Determinato definitivamente il numero di spire del secondario, se ne ricava immediatamente quello del primario, essendo già noto il rap-

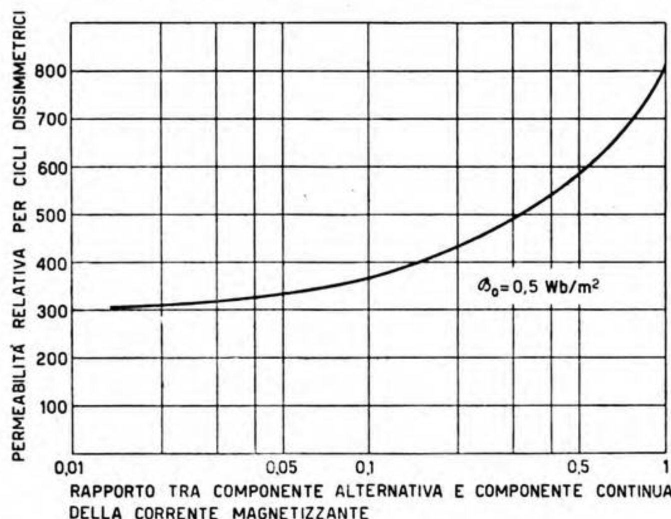


Fig. 6. — Curva di permeabilità per cicli di magnetizzazione dissimmetrici.

porto di trasformazione (paragrafo 3). La sezione del conduttore per il primario si fissa per similitudine col secondario.

È conveniente infine controllare i limiti entro cui varia l'induzione nel nucleo, con la massima profondità di modulazione prevista e alla minima frequenza di funzionamento del trasformatore; per tensioni di forma sinoidale, indicata con E''_M l'ampiezza della forza elettromotrice nel secondario, l'ampiezza $\mathcal{B}_M$ della componente alternativa dell'induzione risulta espressa dalla relazione:

[3] $$\mathcal{B}_M = \frac{E''_M}{2\pi f N'' S_m},$$

e a sua volta E''_M è data da:

$$E''_M = \frac{1}{k''_c} k_G \, m \, V''_{ao} \, ,$$

essendo k''_c un coefficiente, in genere compreso tra 0,9 e 0,97, il quale tiene conto delle cadute interne reattive e resistive nel secondario, e k_G il limite inferiore ammesso per il rapporto tra il guadagno alla frequenza più bassa di funzionamento e quello che si ha per frequenze corrispondenti alla gamma centrale del campo acustico. Tale verifica non porta normalmente la necessità di ulteriori modifiche al calcolo, poichè, data la presenza del traferro e dato che la permeabilità per cicli di magnetizzazione dissimmetrici aumenta con l'ampiezza del ciclo di magnetizzazione, $\mathcal{B}_M$ risulta poco differente da $\mathcal{B}_o$ e in genere inferiore a questo. La conoscenza di $\mathcal{B}_M$ permette di determinare i massimi positivi e negativi della componente alternativa della corrente magnetizzante.

Nella figura 6 è riportato il diagramma della permeabilità per cicli di magnetizzazione dissimmetrici, in funzione del rapporto tra l'ampiezza della componente alternativa e la componente continua della corrente magnetizzante, per lo stesso tipo di ferro precedentemente considerato; per bassi valori di tale rapporto il diagramma fornisce la permeabilità reversibile.

5. - Trasformatori per grandi potenze.

Si è visto che col crescere della potenza, cioè della quantità $L'' I''^2_{ao}$, aumenta il rapporto l_t/l_m tra la lunghezza del traferro e quella del circuito magnetico; ciò provoca maggiori dispersioni di flusso, che si ripercuotono in un eccessivo aumento delle cadute interne reattive del trasformatore. È quindi conveniente, per potenze superiori ad alcuni kilowatt, evitare che nel secondario del trasformatore passi la componente continua della corrente anodica dei tubi modulatori, disponendo una bobina di reattanza a nucleo magnetico per l'alimentazione anodica e un condensatore in serie al secondario del trasformatore, secondo lo schema riportato nella figura 7. Si evita così per il trasformatore la necessità del traferro e le dispersioni di flusso risultano molto ridotte. Sembra opportuno, in genere, che il reattore e il secondario del trasformatore abbiano uguale induttanza e cioè il doppio del valore calcolato nel paragrafo 3.

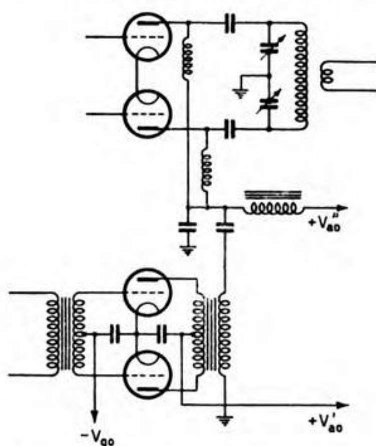


Fig. 7. — Inserzione di trasformatori di modulazione per grandi potenze.

Il calcolo del trasformatore risulta sensibilmente diverso da quello precedentemente trattato, e si avvicina maggiormente al calcolo dei trasformatori per frequenza industriale. Si devono soddisfare due condizioni: l'induttanza L'' del secondario, calcolata con la relazione [2] sostituendo a μ_{re} la permeabilità iniziale del ferro μ_i, ed espressa quindi da:

$$[4] \qquad L'' = N''^2 \frac{S_m}{l_m} \mu_i ,$$

deve risultare non minore del valore prefissato; il valore massimo dell'induzione nel nucleo, calcolato con la relazione [3], non deve superare certi limiti, dipendenti dal tipo di ferro impiegato. Delle due condizioni, è la seconda che porta a maggiori dimensioni del trasformatore; è perciò opportuno assumere questa a base del calcolo e quindi controllare l'altra, relativa all'induttanza del secondario.

Per trasformatori simili, rimanendo immutato il numero di spire del secondario e a pari condizioni di sfruttamento dei materiali elettrici e magnetici, i massimi valori consentiti per la corrente secondaria I'', come si è già visto, e per la tensione secondaria V'', in virtù della [3], risultano proporzionali alla seconda potenza delle dimensioni lineari; perciò la potenza utile massima P_u è proporzionale alla quarta potenza delle dimensioni lineari, precisamente come accade per i trasformatori industriali. Si può pertanto impiegare una delle formule note, per il calcolo della sezione del nucleo; ad esempio quella dell'Arnold:

$$[5] \qquad S_m = k \sqrt{\frac{P_u \frac{p_f}{p_r}}{f \cdot \mathfrak{B} \cdot q}} ,$$

nella quale S_m risulta in cm², P_u è espresso in W, $\mathfrak{B}$ in Wb/m², q in A/mm²; p_f/p_r è il rapporto tra peso del ferro e peso del rame, per il quale può essere assunto un valore $2 \div 3$; k è una costante, per la quale conviene prendere un valore tra 7 e 9.

Dalla [4] risulta invece che per i trasformatori di modulazione senza componente continua di corrente nell'avvolgimento, essendo μ_i costante, L'' risulta proporzionale alle dimensioni lineari e quindi $L'' I''^2$ proporzionale alla quinta potenza di queste, anzichè approssimativamente alla quarta, come nei trasformatori con traferro. È questa la ragione per la quale, oltre una certa potenza, conviene basare il calcolo del trasformatore sulla formula della forza elettromotrice e l'induttanza del secondario risulta sovrabbondante.

Il calcolo del reattore può essere condotto secondo il procedimento seguito per i trasformatori con traferro, tenendo però presente, nella determinazione della sezione del nucleo, che l'induttanza ottenibile è approssimativamente doppia di quella fornita dal diagramma della figura 4, dato che vi è un solo avvolgimento.

6. - Disposizioni costruttive degli avvolgimenti.

Nella costruzione dei trasformatori di modulazione si deve curare di avere il massimo concatenamento possibile tra primario e secondario, perchè, riducendo l'entità dei flussi dispersi, si diminuiscono le cadute reattive interne del trasformatore e se ne migliora il comportamento alle più alte frequenze.

Tale norma ha particolare importanza con amplificatori in controfase di classe AB o B; in questo caso è conveniente attuare il più stretto

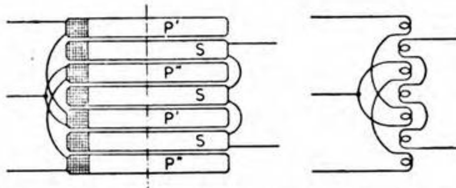


Fig. 8. — Disposizione degli avvolgimenti per piccoli trasformatori.

accoppiamento possibile tra ciascuna metà del primario e il secondario, con una disposizione ben simmetrica degli avvolgimenti, dato che le due metà del primario agiscono separatamente nei due semiperiodi di un'oscillazione. Sono perciò consigliabili particolari disposizioni degli avvolgimenti, delle quali si vedono nelle figure 8 e 9 due esempi, per

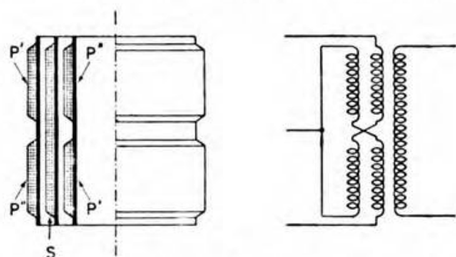


Fig. 9. — Disposizione degli avvolgimenti per grandi trasformatori.

trasformatori di piccola e di grande potenza; nel secondo esempio gli avvolgimenti sono sistemati su tubi di carta bachelizzata ed eseguiti a piccole sezioni o in modo progressivo (bobine « a banco »), a seconda del diametro del conduttore.

Nei trasformatori di maggior potenza, quando vi è traferro è conveniente che questo sia suddiviso in modo che il circuito magnetico risulti simmetrico rispetto alle due metà del primario, se il trasformatore è alimentato da un amplificatore in controfase.

L'adozione di avvolgimenti suddivisi in piccole sezioni o di tipo progressivo, oltre che dal punto di vista dell'isolamento, è conveniente anche per ridurre i valori delle capacità distribuite, quantunque tale

questione non sia effettivamente preoccupante nei trasformatori di modulazione, dato il valore relativamente basso dell'impedenza equivalente di carico: in genere alcune migliaia di ohm.

Effetto più notevole può avere la capacità, che è necessario disporre nei trasmettitori, per dar passaggio alla componente alternativa a radiofrequenza della corrente anodica dei tubi modulatori, e che risulta in parallelo al secondario del trasformatore. È dunque della massima importanza, anche a questo riguardo, ridurre per quanto è possibile le cadute interne reattive del trasformatore; è però possibile, in genere, trovare un valore di capacità che soddisfi pienamente dal punto di vista del circuito a radiofrequenza, pur consentendo una soddisfacente uniformità del guadagno dell'amplificatore, fino alle più alte frequenze della gamma acustica pratica.

7. - Considerazioni sulle perdite.

Nei trasformatori di modulazione non ha per lo più importanza l'effetto della pelle nei conduttori, anche per le più alte frequenze di modulazione, trattandosi in genere di conduttori di sezione non superiore a 1 mm². Perciò le perdite nel rame, di massima, possono essere calcolate in base alla resistenza ohmica degli avvolgimenti.

Le perdite nel ferro crescono con la frequenza, con legge lineare quelle per isteresi, con legge quadratica quelle per correnti parassite, e si può considerare che a 10 000 Hz la perdita totale *per ciclo* sia da due a cinque volte maggiore di quella che si ha a frequenza industriale, a seconda dello spessore dei lamierini e delle caratteristiche del materiale: nella figura 10 è riportata una serie di curve, rilevate dallo Spooner (²) per lamierini di ferro silicio di 0,12 mm di spessore. D'altra parte però le perdite decrescono rapidamente con l'ampiezza del ciclo di magnetizzazione, con legge pressochè quadratica; pertanto, dato che nei trasformatori di modulazione l'ampiezza del ciclo di magnetizzazione è inversamente propor-

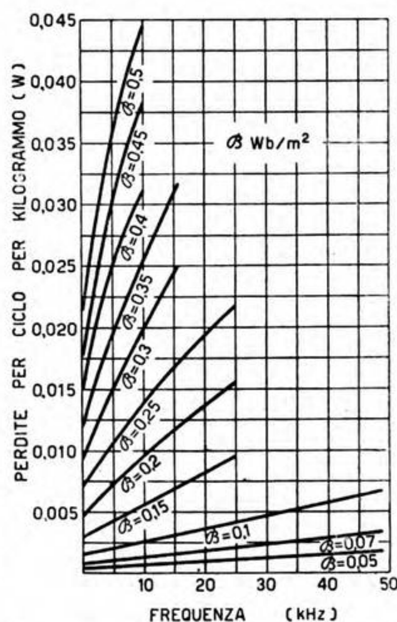


Fig. 10. — Perdite per lamierini di ferro-silicio di 0,12 mm di spessore.

(²) T. SPOONER: J. A. I. E. E., 1920, XXXIX, p. 809.

zionale alla frequenza, si può considerare che le perdite nel ferro non varino in modo notevole nel campo delle frequenze acustiche e se ne può fare il computo con le formule usate nel calcolo dei trasformatori industriali.

8. - Esempi di calcolo.

I. — *Trasformatore di modulazione per due tubi RCA 807 assorbenti una corrente totale (anodo e schermo) di 180 mA con una tensione anodica di 400 V; profondità massima di modulazione 90 %; variazione del guadagno non superiore a 3 decibel, tra 80 e 5000 Hz.*

La potenza massima di modulazione risulta:

$$P_u = \frac{1}{2} (0,9)^2 \cdot 400 \cdot 0,18 = 29 \text{ W}$$

e, ammesso un rendimento di 0,8 per il trasformatore, la potenza massima che deve esser fornita dai tubi terminali dell'amplificatore è di 36 W. Conviene quindi adottare per l'amplificatore due tubi 6L6 G, funzionanti in controfase di classe AB_2 con piccola corrente di griglia, con tensione anodica V''_{a0} di 400 V.

Scelto un rapporto 0,75 tra ampiezza di componente alternativa e componente continua della tensione di placca per i tubi amplificatori, e un coefficiente k_c di 0,85 per le cadute interne del trasformatore, si ricava il rapporto di trasformazione:

$$\frac{N'}{N''} = 0,85 \frac{0,75 \cdot 400}{0,9 \cdot 400} = \frac{1}{1,6}$$

tra metà del primario e il secondario.

La resistenza di carico del trasformatore è:

$$R_u = \frac{400}{0,18} = 2220 \ \Omega$$

e, siccome la resistenza interna dei tubi amplificatori è molto elevata, la limitazione imposta alla variazione del guadagno è soddisfatta, in questo caso, se per la frequenza minima $\omega L'' = R_u$; l'induttanza del secondario deve dunque essere:

$$L'' = 4,4 \text{ H} .$$

Allora $L'' I''^2_{a0} = 0,14 \text{ HA}^2$ e per questo valore si ricava dal diagramma della figura 4 una sezione del nucleo di 7 cm²: adottiamo una sezione di 26 mm × 26 mm e tracciamo un primo disegno del nucleo (fig. 11). Risulta $l_m = 0,276$ m, $S_m = 6,10 \cdot 10^{-4}$ m² con un coefficiente di riempimento del ferro di 0,9, $S_m/l_m = 2,21 \cdot 10^{-3}$ m. In base al diagramma della figura 5, scelto un valore di 0,5 Wb/m² per $\mathcal{B}_0$, si calcola la forza magnetomotrice occorrente per il ferro, 40 amperspire. La sezione disponibile per l'avvolgimento è di 86 mm × 26 mm = = 2240 mm² di cui metà per il secondario; con una densità di corrente

di 3 A/mm² occorre una sezione di conduttore di 0,06 mm²; usando filo del diametro di 0,28 mm coperto in seta e volendo suddividere gli avvolgimenti in sezioni, conviene assumere come coefficiente di riempimento del rame $k_r = 0,21$ e diventa possibile disporre circa 3900 spire per il secondario. Risulta quindi una forza magnetomotrice $L'' I''_{ao} = 700$ Asp e la lunghezza totale del traferro deve essere:

$$l_t = 1,25 \cdot 10^{-6} \frac{700 - 40}{0,5} = 1,65 \cdot 10^{-3} \text{ m} ,$$

che conviene dividere in due tratti di 0,77 mm ciascuno, come è indicato nella figura 11. Posto che il materiale magnetico usato presenti una permeabilità reversibile $\mu_r = 320\, \mu_o$, si calcola con la [1] la permeabilità reversibile effettiva del nucleo, che risulta uguale a $110 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6}$ H/m, e quindi si calcola con la [2] l'induttanza del secondario:

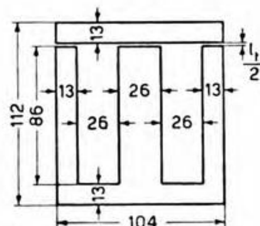


Fig. 11. — Nucleo per trasformatore di 30 VA. (Le quote sono in millimetri).

$$L'' = 3900^2 \cdot 2,21 \cdot 10^{-3} \cdot 110 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} = 4,6 \text{ H} .$$

Conviene ora controllare, mediante la [3], l'ampiezza della componente alternativa dell'induzione nel nucleo, per la frequenza minima 80 Hz. Si ha, come dato del progetto, $k_G = 0,71$ e si può porre $k''_c = 0,92$; risulta $E''_M = 278$ V e quindi $\mathfrak{B}_M = 0,23$ Wb/m².

Ciascuna metà del primario deve essere formata di 3900/1,6 = 2440 spire, che conviene avvolgere con filo del diametro di 0,25 mm con copertura in seta.

Gli avvolgimenti potranno essere suddivisi in sette bobine, quattro per il primario e tre per il secondario, disposte come si è indicato nella figura 8, per avere piccole dispersioni di flusso.

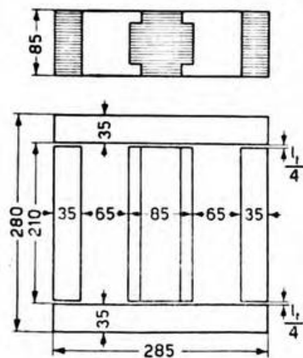


Fig. 12. — Nucleo per trasformatore di 1,8 kVA.

II. — *Trasformatore di modulazione per due tubi RCA 851 assorbenti una corrente anodica di 1,8 A con una tensione di alimentazione di 2000 V; profondità massima di modulazione 96 %; variazione del guadagno non superiore a 2 decibel, tra 70 e 5000 Hz.*

Determinato $P_u = 1660$ W, si vede che conviene adottare anche per l'amplificatore a frequenza acustica due tubi 851, con alimentazione a 2000 V; risulta $R_u = 1110\ \Omega$ e la resistenza interna anodica dei tubi è $R_a = 1500\ \Omega$; essendo 0,8 il rapporto tra le componenti alternativa e continua della tensione anodica, $k_c = 0,92$ e $N'/N'' = 0,77$, deve essere $L'' = 2,46$ H. Con $L'' I''^2_{ao} = 7,9$ HA², dalla figura 4 si ricava

$S_m = 60 \cdot 10^{-4}\ m^2$; scelta una sezione a croce, di 85 mm × 85 mm, e il profilo del nucleo disegnato nella figura 12, con lo stesso procedimento di calcolo seguito per l'esempio precedente e assumendo una densità di corrente 2,1 A/mm² e un coefficiente di riempimento del rame di 0,23, si ottiene per il secondario un'induttanza di 2,36 H, con un traferro di 8 mm suddiviso in quattro tratti, com'è indicato nella figura stessa; il secondario risulta di 1830 spire, di filo del diametro di 1,05 mm, e ciascuna metà del primario di 1410 spire con filo di 0,92 mm. Conviene dare agli avvolgimenti la disposizione indicata nella figura 9. Per la frequenza minima di modulazione, 70 Hz, essendo $k_G = 0{,}8$ e assunto $k''_c = 0{,}95$, risulta $\mathfrak{B}_M = 0{,}32$ Wb/m².

III. — *Trasformatore di modulazione per due tubi RCA 892 assorbenti una corrente anodica di 1,54 A con una tensione di alimentazione di 6000 V; profondità massima di modulazione 96 %; variazione del guadagno non superiore a 2 decibel, tra 70 e 5000 Hz.*

Data la maggior potenza del trasformatore, 4,5 kW, stabiliamo di adottare lo schema indicato nella figura 7, con due tubi amplificatori RCA 891, i quali possono erogare una potenza di 5 kW, funzionando in classe B con tensione anodica di 6000 V. Assunti i valori 2 per il rapporto p_f/p_r tra i pesi del ferro e del rame e 8 per la costante k della relazione [5], e fissati $\mathfrak{B} = 1$ Wb/m² e $q = 2{,}7$ A/mm² (non essendoci componente continua di corrente la densità di corrente può essere maggiore; il trasformatore inoltre deve funzionare in olio), si trova:

$$S_m = 8\sqrt{\frac{4500 \cdot 2}{70 \cdot 1 \cdot 2{,}7}} = 55\ \text{cm}^2;$$

effettivamente, per la frequenza minima, la potenza utile dovrebbe essere un po' inferiore, tenuto conto della diminuzione ammessa nel guadagno; ma la differenza è piccola e rientra nell'incertezza dei vari coefficienti. Si adotta una sezione a croce di 80 mm × 80 mm, con una sezione netta del ferro di $51 \cdot 10^{-4}$ m².

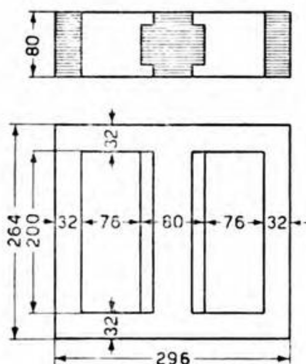


Fig. 13. — Nucleo per trasformatore di 4,5 kVA.

Mediante la [3] calcoliamo ora il numero di spire del secondario, previsto $k''_c = 0{,}96$ ed essendo $k_G = 0{,}8$ e quindi $E''_M = 4800$ V:

$$N'' = \frac{4800}{2 \cdot 70 \cdot 1 \cdot 51 \cdot 10^{-4}} = 2140.$$

Con filo di 0,57 mm² di sezione (diametro di 0,85 mm) e assunto 0,22 per coefficiente di riempimento del rame, si ha per il secondario una sezione totale di 5600 mm² e si può quindi procedere al disegno del nucleo, che è riportato nella figura 13, tenendo presente che è opportuno

prevedere per il primario una sezione totale un po' maggiore che per il secondario.

Come è stato indicato negli esempi precedenti, si calcola il rapporto di trasformazione $N'/N'' = 0{,}68$, essendosi assunto un rapporto di 0,7 tra le componenti alternata e continua della tensione anodica dei tubi amplificatori, per avere minore distorsione. Occorrono quindi, per ciascuna metà del primario, 1460 spire e converrà usare filo di 0,5 mm^2 di sezione (diametro di 0,8 mm), considerando che l'avvolgimento primario è permanentemente percorso da una componente continua di corrente.

La lunghezza del circuito magnetico è di 0,68 m; assunto per la permeabilità relativa un valore di 500, per tenere conto di un po' di riluttanza nei giunti magnetici, si verifica l'induttanza del secondario, che risulta:

$$L'' = 2140^2 \frac{51 \cdot 10^{-4}}{0{,}68} 500 \cdot 1{,}25 \cdot$$

$$\cdot 10^{-6} = 21{,}4 \text{ H}.$$

Per gli avvolgimenti conviene adottare la disposizione indicata schematicamente nella figura 9, suddividendoli in ciambelle portate da tubi di carta bachelizzata; nella figura 14 si è riportato, a titolo di esempio, un disegno costruttivo d'insieme del trasformatore.

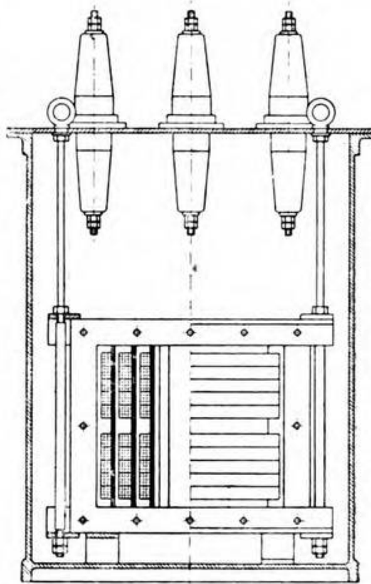


Fig. 14. — Trasformatore di modulazione in olio per 4,5 kVA.

La resistenza ohmica del secondario risulta di 30 Ω e quella di metà del primario di 23,5 Ω; con la massima profondità di modulazione, trascurando la componente di corrente magnetizzante del reattore, l'ampiezza della corrente nel secondario è di 1,54 A e quella della corrente nel primario è di $1{,}54 \cdot 0{,}68 = 2{,}27$ A, trascurando pure la componente di corrente magnetizzante del trasformatore; le perdite nel rame risultano di 36 W per il primario e di 61 W per il secondario. Il volume del nucleo è 3550 cm^3 e il suo peso circa 25 kg; adottando un tipo di ferro con perdite normali di 1,5 W/kg (con 50 Hz e 1 Wb/m^2), si può ritenere che le perdite siano dell'ordine di 2,5 W/kg per la frequenza minima di modulazione, 70 Hz; le perdite nel ferro risultano 63 W. Aumentando quest'ultimo valore del 20 %, per tener conto di perdite addizionali del nucleo (tiranti, ferri pressa-pacco), la somma com-

plessiva delle perdite è circa 170 W e il rendimento del trasformatore 0,96.

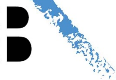
Per il calcolo del reattore si deve considerare che, essendo $R_u = 3900\ \Omega$ e potendosi assumere per R_a, resistenza interna dei tubi amplificatori, il valore di 2000 Ω, è sufficiente avere un'induttanza complessiva di 6,3 H per il secondario del trasformatore e il reattore posti in parallelo, per restare nei limiti consentiti per la diminuzione del guadagno alla frequenza minima. È pertanto sufficiente che il reattore presenti un'induttanza di 9 H: il suo avvolgimento è percorso da una componente continua di corrente di 1,54 A, cui si sovrappone una componente alternativa, che raggiunge il suo massimo valore, 0,83 A in valore efficace, per la frequenza minima di modulazione. Si ha dunque per il reattore $L\ I_{a0}^2 = 21{,}4$ HA² e se ne può stabilire la sezione del nucleo mediante il diagramma della figura 4, per un valore metà di $L\ I_{a0}^2$, cioè circa 11 HA², per la ragione esposta alla fine del paragrafo 5: risulta $S_m = 60 \cdot 10^{-4}$ m². È probabile che si possa adottare, come evidenti ragioni di economia consiglierebbero, un nucleo identico a quello del trasformatore, con opportuno traferro, naturalmente. Con un coefficiente di riempimento del rame di 0,23 ed una densità di corrente 2 A/mm² (per la sola componente continua), si possono sistemare 4550 spire; si ha quindi una forza magnetomotrice di 7000 Asp, delle quali occorrono circa 100 per il ferro, col solito valore di 0,5 Wb/m² per $\mathfrak{B}_0$, e se ne ricava la lunghezza del traferro, di $17 \cdot 10^{-3}$ m. Assunto il solito valore di permeabilità reversibile del ferro, 320 μ_0, la permeabilità reversibile effettiva del nucleo risulta di $36 \cdot 1{,}25 \cdot 10^{-6}$ H/m e quindi di 7 H l'induttanza del reattore.

Tale valore è dunque insufficiente; per portarlo a 9 H, si potrebbe aumentare la densità di corrente nel rapporto da 7 a 9, cioè a 2,6 A/mm², e nello stesso rapporto crescerebbero il numero di spire e la lunghezza del traferro, essendo una quantità trascurabile la forza magnetomotrice occorrente per il ferro. Sembra però eccessivo tale nuovo valore della densità di corrente e si ritiene che convenga invece aumentare l'altezza del nucleo, approssimativamente ancora nel rapporto da 7 a 9; rifacendo i calcoli si vede che anche il traferro deve aumentare nello stesso rapporto, il numero delle spire diviene 5850 e l'induttanza risulta di 8,9 H.

Conviene dividere il traferro di 22 mm in due tratti a un'estremità del nucleo, poichè non occorre qui la simmetria, e formare l'avvolgimento con una diecina di ciambelle sovrapposte, con un tipo di costruzione identico a quello dei trasformatori industriali.

9. - Conclusioni.

Nella trattazione svolta si è mostrato come, stabiliti i dati di progetto di un trasformatore di modulazione, se ne imposti e se ne sviluppi il calcolo e si proceda nel dimensionamento delle varie parti, avendo



considerato ambedue i casi, con e senza componente continua di corrente magnetizzante.

Per altro anche per i trasformatori di modulazione, come in tutti gli esempi di calcolo delle macchine elettriche, non si possono stabilire norme tassative e sicure di proporzionamento, e la felice riuscita del progetto dipende da un opportuno equilibrio fra i vari elementi, che solo un'ampia esperienza può dare.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

DEMOLTIPLICATORE DI FREQUENZA PER OROLOGIO A QUARZO

SANTE MALATESTA

Viene descritto il demoltiplicatore di frequenza che fa parte di un orologio a quarzo in corso di attuazione presso il R. I. E. C. di Livorno. La sua principale caratteristica è la notevole stabilità della sincronizzazione, la quale dà all'orologio la possibilità di funzionare ininterrottamente per lunghi periodi di tempo. Si espongono i sistemi attuati per avere tale stabilità e i risultati ottenuti.

1. - Scopo del lavoro.

Nel quadro del lavoro, già da qualche anno iniziato presso il R.I.E.C. di Livorno e tuttora in corso, per l'attuazione di un orologio a quarzo, rientra lo studio del demoltiplicatore di frequenza, che, recentemente ultimato nella sua forma definitiva, è oggetto di questa nota.

Nello schema generale di un orologio a quarzo, il demoltiplicatore di frequenza è quella catena di oscillatori sincronizzati in ordine decrescente di frequenza, mediante la quale si trasforma la radiofrequenza generata dall'oscillatore a quarzo in una frequenza bassa, esattamente sottomultipla di quella, per alimentare il motorino sincrono dell'orologio.

Requisito fondamentale di tale demoltiplicatore è la stabilità della sincronizzazione, di fronte ad eventuali fluttuazioni delle tensioni di alimentazione, a possibili variazioni delle caratteristiche dei tubi e via dicendo, poichè esso deve essere capace di funzionare ininterrottamente per lunghi intervalli di tempo, onde si possa con sufficiente approssimazione determinare la frequenza del quarzo in base ai segnali orari, riducendo le conseguenze degli errori da cui questi sono ordinariamente affetti.

2. - Caratteristiche principali dell'apparecchio.

Stabilità di frequenza di un oscillatore e sua attitudine ad essere sincronizzato da una frequenza approssimativamente multipla della sua, sono, in genere, qualità antitetiche e si deve fra esse ricercare il miglior

compromesso per avere la massima stabilità della sincronizzazione. Le difficoltà per ottenere una soddisfacente soluzione crescono rapidamente col rapporto di demoltiplicazione dei singoli stadi; in considerazione di ciò, sia per i risultati di prove comparative eseguite, sia per l'esperienza di un anno di esercizio con un'apparecchiatura sperimentale con rapporto 10 per alcuni degli stadi, nell'attuazione definitiva dell'apparecchio si è ritenuto conveniente limitare a 4 ÷ 5 il rapporto di demoltiplicazione per ogni stadio; in tal modo, con la sola aggiunta di uno stadio, si è migliorata notevolmente la stabilità della sincronizzazione e pertanto la sicurezza di funzionamento dell'impianto.

Essendo 100 kHz la frequenza con cui oscilla il quarzo campione e 50 Hz la frequenza che deve alimentare il motorino sincrono dell'orologio, il rapporto tra la frequenza di entrata e quella di uscita è 20 000; la demoltiplicazione è ottenuta mediante cinque stadi (fig. 1), aventi rispettivamente le frequenze 25 kHz, 5 kHz, 1 kHz, 200 Hz, 50 Hz.

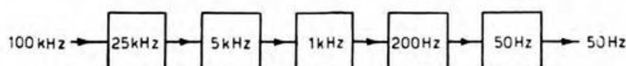


Fig. 1. — Schema del demoltiplicatore di frequenza.

Il primo stadio è un oscillatore a circuito risonante, i successivi sono multivibratori dissimmetrici del tipo Vecchiacchi con trasformatore (1). Negli stadi a 5 kHz, 1 kHz, 200 Hz, 50 Hz, sono stati usati multivibratori, a causa della loro grande facilità di sincronizzazione, che consente ottima sicurezza di funzionamento. Poichè è difficile costruire un oscillatore di rilasciamento che funzioni bene su frequenze superiori a 10 kHz, nello stadio a 25 kHz è stato usato un oscillatore a circuito risonante.

In tutti i cinque stadi sono impiegati tubi 6L7 G a doppia griglia di comando; ad una delle griglie di essi è applicata la tensione sincronizzante proveniente dallo stadio precedente. L'adozione di questo tipo di tubo rappresenta un grande vantaggio rispetto a tutti gli altri sistemi di sincronizzazione, poichè l'azione retroattiva dei singoli oscillatori sugli stadi precedenti è ridotta praticamente a zero, senza bisogno di ricorrere a tubi intermediari fra i vari stadi, aventi la funzione di separatori; inoltre, alle frequenze relativamente basse di lavoro, essendo molto grande l'impedenza d'entrata della griglia di comando, l'assorbimento di energia dallo stadio precedente è minimo e l'azione sincronizzante può essere regolata nei termini più vasti.

3. - Schema elettrico e particolari costruttivi.

L'oscillatore a 25 kHz del primo stadio (fig. 2) è del tipo Meissner, il cui circuito oscillatorio è costituito da una induttanza di 40 mH e

(1) A. Nicolich: A. F., 1936, V, p. 435.

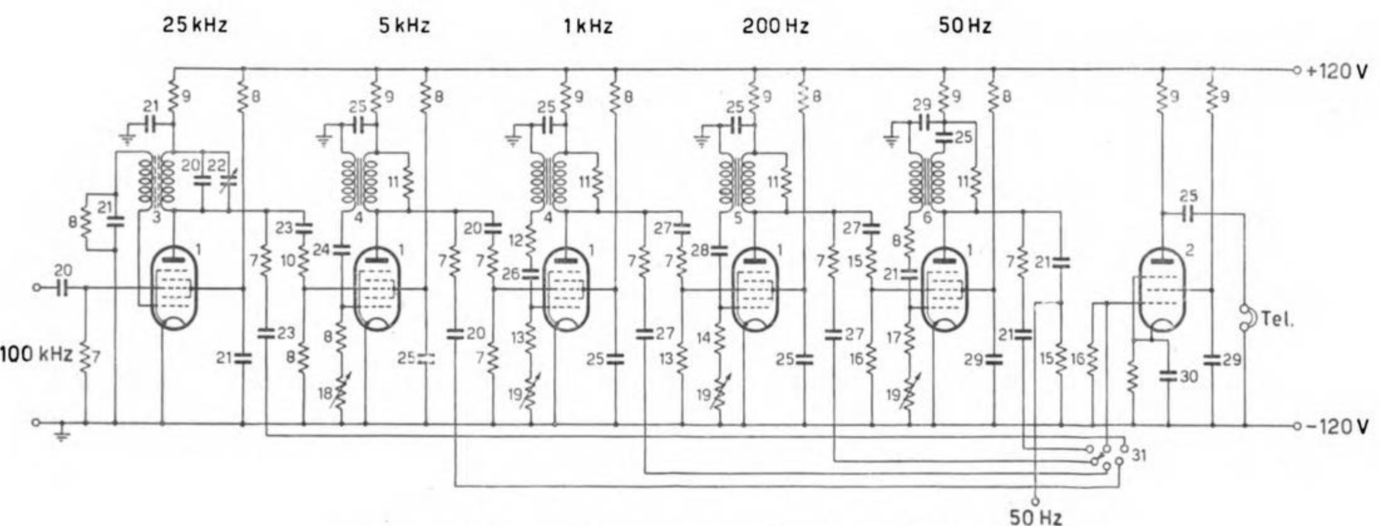


Fig. 2. — Schema elettrico del demoltiplicatore di frequenza.

1 - Tubo 6L7 G.
2 - Tubo 77.
3 - Trasformatore con nucleo di sirufer.
4 - Trasformatore Geloso 122 G.
5 - Trasformatore Geloso 123 G.
6 - Trasformatore con nucleo di permalloi C.
7 - Resistenza di 1 MΩ.
8 - Resistenza di 50 kΩ.
9 - Resistenza di 20 kΩ.
10 - Resistenza di 0,5 MΩ.
11 - Resistenza di 5 kΩ.
12 - Resistenza di 10 kΩ.
13 - Resistenza di 0,2 MΩ.
14 - Resistenza di 0,3 MΩ.
15 - Resistenza di 2 MΩ.
16 - Resistenza di 5 MΩ.
17 - Resistenza di 50 kΩ.
18 - Resistenza variabile di 50 kΩ.
19 - Resistenza variabile di 75 kΩ.
20 - Condensatore di 1000 μμF.
21 - Condensatore di 0 1 μF.
22 - Condensatore variabile di 110 μμF.
23 - Condensatore di 500 μμF.
24 - Condensatore di 600 μμF.
25 - Condensatore di 1 μF.
26 - Condensatore di 2000 μμF.
27 - Condensatore di 0,01 μF.
28 - Condensatore di 8000 μμF.
29 - Condensatore elettrolitico di 8 μF.
30 - Condensatore elettrolitico di 10 μF.
31 - Commutatore a cinque vie.

da un condensatore variabile da 110 μμF in parallelo con uno fisso da 1000 μμF. L'induttanza è ottenuta con una bobina di 1000 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,1 mm, avvolte su un nucleo di sirufer. La tensione sincronizzante con frequenza di 100 kHz, proveniente dall'oscillatore a quarzo, è applicata, attraverso un sistema potenziometrico, alla seconda griglia di comando del tubo 6L7 G.

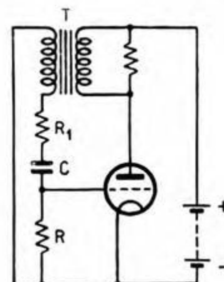


Fig. 3. — Schema elettrico di principio del multivibratore a trasformatore.

I multivibratori degli stadi seguenti sono oscillatori di rilasciamento a resistenza negativa del tipo S (²). Le caratteristiche del loro circuito (fig. 3) sono le seguenti: la frequenza dipende essenzialmente da C e da $(R + R_1)$ e viene regolata mediante variazione della resistenza R; la forma dell'oscillazione dipende, principalmente, dal rapporto delle resistenze R ed R_1: precisamente, per un dato valore di R_1, variando R e proporzionando di conseguenza C, in modo che il prodotto $(R + R_1)\,C$ rimanga costante, si passa da oscillazioni quasi rettangolari, in cui i due semiperiodi sono uguali, a oscillazioni in cui uno dei semiperiodi si riduce a un guizzo.

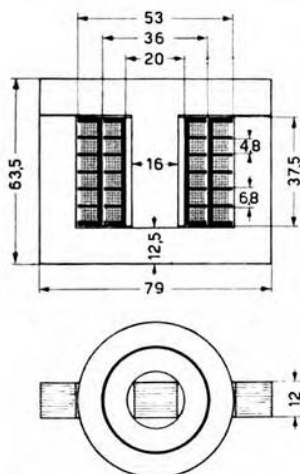


Fig. 4. — Trasformatore, con nucleo in permalloi C, per lo stadio a 50 Hz.
(Le quote sono indicate in millimetri).

Nei multivibratori a 5 kHz, 1 kHz, 200 Hz, T è un trasformatore di accoppiamento per frequenze acustiche; per lo stadio a 50 Hz, invece, non avendo i trasformatori del commercio un'induttanza sufficiente, è stato costruito un trasformatore col nucleo in permalloi C; la sezione del nucleo è di 1,8 cm² e gli avvolgimenti primario e secondario sono formati ciascuno da 6170 spire di filo di rame smaltato del diametro di 0,1 mm (fig. 4). Questo trasformatore funziona già bene per una frequenza di 1 Hz e il guadagno (fig. 5) rimane pressochè costante fino a 5 kHz ed oltre. Per impedire la saturazione del nucleo, nell'avvolgimento primario è esclusa la componente continua, mediante accoppiamento a resistenza e capacità. Nei primi quattro stadi, ai capi del primario del trasformatore viene prelevata la tensione sincronizzante che si applica, mediante un partitore potenziometrico e un condensatore

(²) N. CARRARA: A. F., 1938, VII, p. 148.

di blocco, alla seconda griglia di comando del tubo dello stadio successivo. Nell'ultimo stadio, la tensione alternata a 50 Hz prelevata

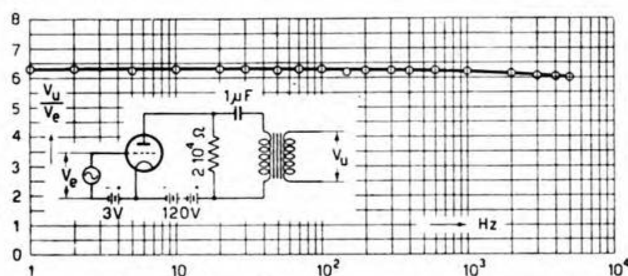


Fig. 5. — Curva di risposta del trasformatore con nucleo in permalloi C.

ai capi del primario del trasformatore, è inviata, mediante un partitore potenziometrico, a un amplificatore a trasformatore accordato (fig. 6) e da questo, per mezzo di un ulteriore amplificatore ottenuto con due tubi 6k6 G collegati in controfase, al motorino sincrono dell'orologio.

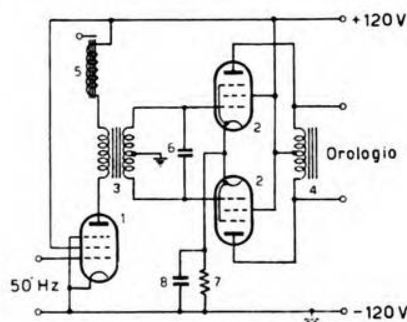


Fig. 6. — Schema elettrico dell'amplificatore che comanda il motorino sincrono dell'orologio.

1 - Tubo 77.
2 - Tubo 6k6 G.
3 - Trasformatore Geloso 127 A.
4 - Autotrasformatore Geloso 132 G.
5 - Frequenziometro a lamina vibrante.
6 - Condensatore di 0,1 μF.
7 - Resistenza di 500 Ω.
8 - Condensatore elettrolitico di 100 μF.

La tensione alternata dei cinque stadi può essere trasmessa, mediante un commutatore, a un amplificatore a resistenza e capacità, ottenuto con un tubo 77; all'uscita dell'amplificatore sono, perciò, disponibili le varie frequenze, cioè 25 kHz, 5 kHz, 1 kHz, 200 Hz, 50 Hz, esatte con la precisione del quarzo campione, le quali possono servire per gli usi di laboratorio. Inoltre, un telefono, inserito all'uscita dell'amplificatore, permette il controllo della sincronizzazione dei cinque stadi e serve a regolare l'apparecchio; quando, infatti, uno stadio perde la sincroniz-

zazione, la frequenza sincronizzante batte con un'armonica della frequenza dello stadio in esame ed al telefono si ode un caratteristico suono basso; l'oscillatore viene, allora, riportato sull'intervallo di sincronizzazione regolando la sua frequenza. Non è facile la percezione dei battimenti quando le frequenze sono molto basse e, perciò, la sincronizzazione dell'ultimo stadio viene controllata con un frequenziometro a lamina d'acciaio vibrante accordata sulla frequenza di 50 Hz; quando il moltiplicatore perde la sincronizzazione e si producono i battimenti, la lamina smette di vibrare. Il frequenziometro è inserito nel circuito anodico dell'amplificatore a trasformatore accordato, posto all'uscita del demoltiplicatore (fig. 6).

4. - Risultati delle prove sui vari stadi e nel complesso.

La stabilità della sincronizzazione del demoltiplicatore dipende, naturalmente, dalla stabilità della sincronizzazione dei singoli stadi. Questa è buona per il primo stadio senza speciali accorgimenti perchè l'oscillatore a circuito risonante è, di per sè, stabile e, d'altra parte, il rapporto di demoltiplicazione 100 kHz / 25 kHz è piccolo.

I multivibratori che costituiscono gli stadi seguenti sono, per loro natura, molto instabili, poichè la loro frequenza dipende dal valore della tensione anodica (fig. 7), dalle caratteristiche del tubo e, in pic-

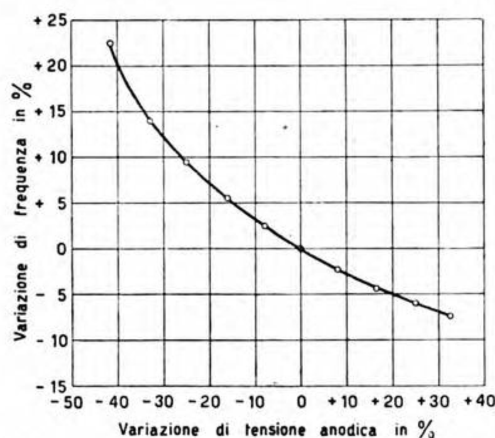


Fig. 7. — Variazione percentuale della frequenza del multivibratore a 200 Hz al variare della tensione anodica.

cola misura, anche dalla tensione di accensione (fig. 8); ma la loro attitudine ad essere sincronizzati è tale, che è possibile ottenere una grande stabilità di sincronizzazione, anche di fronte a notevoli variazioni degli elementi detti. Dalle prove eseguite, è risultato che sulla stabilità della sincronizzazione dei multivibratori ha notevole influenza, oltre che il

rapporto di demoltiplicazione e la grandezza della tensione sincronizzante, anche la forma dell'oscillazione.

Per ciò che riguarda i rapporti di demoltiplicazione, è già stato detto che i migliori risultati sono stati ottenuti stabilendo la frequenza dei

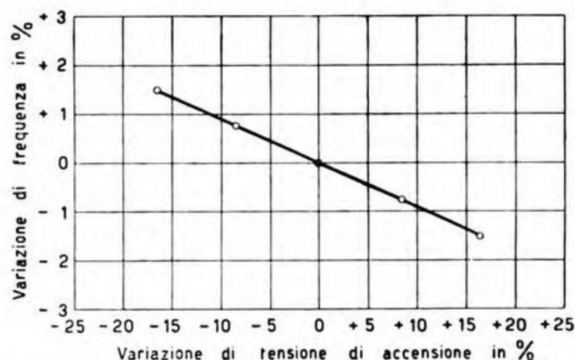


Fig. 8. — Variazione percentuale della frequenza del multivibratore a 200 Hz al variare della tensione di accensione.

vari stadi in modo che detti rapporti siano 4 o 5. La grandezza della tensione sincronizzante ha importanza fondamentale, poichè, se essa è piccola, l'effetto è debole e la stabilità di sincronizzazione è piccola; se essa è troppo grande, modifica fortemente la frequenza dell'oscillatore sincronizzato, così che questo oscilla su una frequenza lontana dalla propria ed è molto più instabile. È già stato detto che la regolazione della grandezza della tensione sincronizzante è ottenuta mediante un sistema potenziometrico.

Ha pure notevole importanza sulla grandezza dell'intervallo di sincronizzazione, la forma delle oscillazioni; è, infatti, noto (3) che la sincronizzazione di un multivibratore risulta tanto più facile quanto più uno dei semiperiodi dell'oscillazione tende ad avere la forma di guizzo; questa norma è stata seguita nei multivibratori a 5 kHz, 1 kHz e 200 Hz e il massimo intervallo di sincronizzazione è stato raggiunto quando il rapporto fra la larghezza del guizzo e quella dell'intero periodo è uguale al rapporto di demoltiplicazione. Nell'ultimo stadio, invece, dovendo la tensione alternata a 50 Hz servire ad alimentare il motorino sincrono, l'oscillazione è di forma quasi rettangolare, in modo che l'intensità della prima armonica è notevole e la tensione è, così, più facilmente ridotta a forma sinoidale dall'amplificatore a trasformatore accordato; la maggiore difficoltà di sincronizzazione che ne deriva è compensata dal fatto che il rapporto di demoltiplicazione fra gli ultimi stadi è 4, di fronte al rapporto 5 degli stadi precedenti.

(3) Loc. cit. nota (2).

Con gli accorgimenti detti, gli intervalli di sincronizzazione risultano molto grandi. Come esempio, si riportano i risultati delle prove eseguite sul multivibratore a 200 Hz. Esso mantiene la sincronizzazione con lo stadio a 1000 Hz per variazioni del $\pm$ 5 % della sua resistenza di griglia,

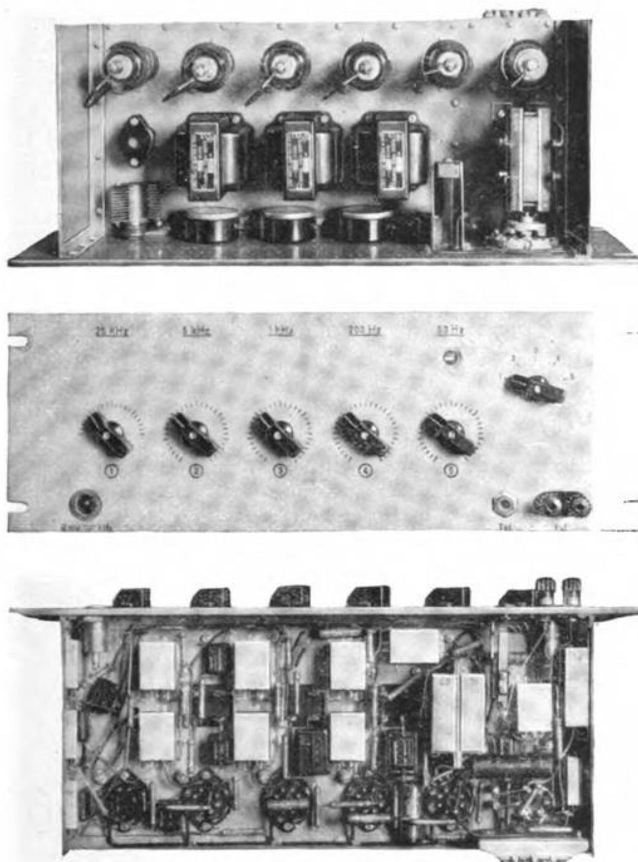


Fig. 9. — Varie viste del pannello del demoltiplicatore di frequenza.

le quali, se il multivibratore non fosse sincronizzato, produrrebbero variazioni del $\mp$ 4,5 % della sua frequenza. Il multivibratore non perde la sincronizzazione a causa della variazione delle caratteristiche del tubo dovute all'invecchiamento; infatti rimane sincronizzato sostituendo un tubo che ha funzionato due o tre mila ore con uno nuovo; la variazione di frequenza, corrispondente alla sostituzione del tubo, nello stesso multivibratore non sincronizzato è di circa il 5 %. Così pure esso

mantiene la sincronizzazione per variazioni di $\pm$ 25 V; a queste, senza sincronizzazione, corrisponderebbero variazioni di circa l'8 % della sua frequenza (fig. 7).

L'intero demoltiplicatore conserva, generalmente, la sincronizzazione per variazioni di $\pm$ 20 V sulla tensione di esercizio (120 V) e variando comunque i tubi.

5. - Conclusione.

La migliore e più severa prova di un apparecchio che, come il demoltiplicatore per orologio a quarzo, deve funzionare ininterrottamente, è data dal numero di ore del suo regolare funzionamento. Il demoltiplicatore descritto (fig. 9) ha mantenuto la sincronizzazione durante 5000 ore di funzionamento e la mantiene tuttora; ciò dimostra che gli accorgimenti adottati e, in special modo, la scelta dei rapporti 4 ÷ 5 di demoltiplicazione per ciascuno stadio, l'uso per la sincronizzazione di tubi a doppia griglia di comando e l'opportuna scelta della forma delle oscillazioni dei multivibratori, hanno reale efficacia sulla stabilità di sincronizzazione del demoltiplicatore e lo rendono atto all'uso per cui è stato studiato.

L'autore ringrazia il professore M. Boella che gli ha assegnato il lavoro e lo ha consigliato e aiutato nel suo compimento.

Livorno, novembre 1938-XVII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

LETTERE AL DIRETTORE

Definizione e calcolo delle costanti di tempo dei circuiti elettrici.

Un problema di notevole importanza nella tecnica delle comunicazioni elettriche è quello della definizione e del calcolo della durata del periodo transitorio. Alcune soluzioni sono state date in casi molto particolari, e tra esse è classica quella del Carson, che risale ad una quindicina d'anni fa (1). *Essa però non ha alcun carattere di generalità, perchè si riferisce ad un caso molto particolare, quello dei filtri prototipo a scala chiusi sulla propria impedenza iterativa, e perchè la durata del periodo transitorio successivo alla applicazione di una f. e. m. costante o sinusoidale viene definita in base alla forma particolare che assume la risposta per tali tipi di circuiti. Una cosiffatta definizione non si presta dunque ad essere generalizzata per qualsiasi tipo di circuito, mentre la determinazione della durata in questione richiede calcoli laboriosi e complessi, per i quali non si può neppure, allo stato attuale, tracciare uno schema generale.*

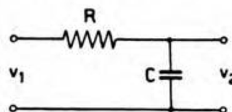


Fig. 1. — Circuito semplice ad un grado di libertà.

Seguendo un diverso ordine di idee sono stato condotto a tentare un'altra definizione, la quale può presentare maggiore generalità e conduce a calcoli semplicissimi, consentendo in tal modo la rapida determinazione delle proprietà fondamentali dei circuiti nei confronti del periodo transitorio. Ho inoltre ritenuto che la questione avesse un interesse tale da giustificare la pubblicazione di risultati parziali, anche se essi hanno il carattere di semplici preliminari, riservandomi di portare a termine, se possibile, uno studio più vasto e più completo.

Il punto di partenza è la definizione delle costanti di tempo dei circuiti semplici ad un solo grado di libertà.

Si consideri per esempio un circuito formato da una resistenza R in serie con una capacità C (fig. 1). Posto $\Delta = d/dt$, il rapporto operazionale

(1) J. R. Carson a. O. J. Zobel: Transient Oscillations in Electric Wave Filters - Bell S. T. J., 1923, II, p. 1.

tra la tensione (v_2) *ai capi del condensatore e quella* (v_1) *impressa al circuito risulta:*

$$F(\Delta) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{CR\Delta + 1}.$$

Se v_1 *è zero per valori negativi del tempo ed è costante ed uguale ad uno per valori positivi di* t*, cioè se è* $v_1 = 1(t)$*, si ha:*

$$v_2 = F(\Delta)\,1(t) = (1 - e^{-t/CR}) \cdot 1(t),$$

volendo indicare con l'introduzione del fattore $1(t)$ *che la risposta* v_2 *è uguale a zero per istanti precedenti l'istante iniziale* $t = 0$*, ed è uguale all'altro fattore,* $1 - e^{-t/CR}$*, per istanti successivi. L'andamento di questa risposta è rappresentato in figura 2; partendo dal valore zero per* $t = 0$*, essa tende asintoticamente al valore* 1 *per* $t = \infty$.

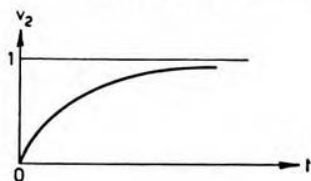


Fig. 2. — Risposta in funzione del tempo.

La detta risposta si può anche rappresentare come la somma di un termine di regime (variazione forzata), $1(t)$, *con un termine transitorio* (variazione libera), $-e^{-t/CR} \cdot 1(t)$. *L'andamento di quest'ultima è rappresentato in figura 3: partendo dal valore* -1 *per* $t = 0$*, tende asintoticamente al valore* 0 *per* $t = \infty$.

Per il caso particolare ora analizzato si definisce costante di tempo la quantità $t_c = CR$*, che rappresenta il tempo necessario perchè la variazione libera si riduca ad* $1/e$ *del suo valore iniziale. Di essa si può però dare un'altra interpretazione, che si presta ad una generalizzazione immediata. Si ha infatti che l'area totale compresa tra la curva della variazione libera e l'asse dei tempi risulta:*

$$-\int_0^\infty e^{-t/CR}\,dt = CR = t_c.$$

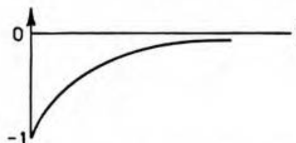


Fig. 3. — Andamento della variazione libera.

Cioè la costante di tempo, come prima definita, uguaglia la lunghezza della base di un rettangolo, il quale abbia altezza uguale al valore iniziale della variazione libera ed area uguale a quella del diagramma della variazione libera stessa.

Questa seconda definizione è suscettibile di una generalizzazione immediata. Si considerino per questo reti aperiodiche qualsiansi, cioè reti il cui comportamento elettrico rispetto a due generiche coppie di morsetti (in particolare anche coincidenti) possa essere rappresentato mediante un operatore funzionale $F(\Delta)$*, il quale sia una funzione di* Δ *avente per punti singolari soltanto poli reali e negativi. Tra queste reti si considerino ancora soltanto quelle in cui la variazione libera, che segue all'applicazione di una f. e. m.* $1(t)$*, è una funzione monotona di* t*, cioè ha andamento analogo a quello rappresentato in figura 3, o, più in generale, a quello rappresen-*

tato in figura 4, ossia è una funzione sempre crescente o sempre decrescente da un valore iniziale a zero.

Generalizzando la definizione data per un circuito semplice si potrebbe allora definire costante di tempo di un circuito aperiodico, *in cui la risposta ad una f. e. m. costante bruscamente applicata abbia andamento monotono, il rapporto tra l'area totale del diagramma della variazione libera, seguente all'applicazione brusca di una f. e. m. costante, ed il valore iniziale della stessa variazione libera.*

Il calcolo operazionale offre un metodo semplice per il calcolo della costante di tempo così definita. Infatti, se si rappresenta con $F(\Delta) \cdot 1(t)$ *la risposta alla tensione impressa* $1(t)$, $F(0)$, *per teoremi noti di calcolo operazionale, indica il valore di regime della risposta stessa (variazione forzata) e quindi* $[F(\Delta) - F(0)] \cdot 1(t)$ *rappresenta la variazione libera che segue all'applicazione della f. e. m.* $1(t)$. *Il valore iniziale di questa variazione libera è* $F(\infty) - F(0)$. *D'altra parte l'area del diagramma della variazione libera, sempre per teoremi noti, risulta:*

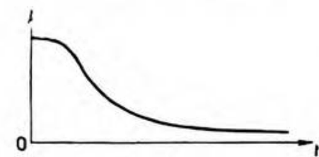


Fig. 4. — Andamento della variazione libera.

$$\int_0^\infty [F(\Delta) - F(0)]\, 1(t)\, dt = \lim_{\Delta = 0} \frac{F(\Delta) - F(0)}{\Delta} =$$

$$= \left[\frac{d\,F(\Delta)}{d\Delta}\right]_{\Delta = 0} = F'(0).$$

Quindi la durata nominale della variazione libera, o costante di tempo del circuito, risulta secondo la definizione proposta:

$$t_c = \frac{F'(0)}{F(\infty) - F(0)}.$$

Si ricorda che l'operatore $F(\Delta)$ *si calcola con lo stesso metodo che si segue per la determinazione degli operatori complessi per regimi sinusoidali, sostituendo cioè semplicemente* $(j\omega)$ *con* $\Delta = d/dt$.

Trascurando per ora la determinazione dei tipi di circuiti per i quali ha un preciso significato la definizione data, è interessante osservare che il calcolo della costante di tempo ora definita si eseguisce in modo molto semplice e non richiede in alcun caso la conoscenza effettiva della forma della risposta, cioè l'interpretazione dell'operatore; esso richiede soltanto la conoscenza dell'operatore e l'esecuzione di semplici calcoli sulla sua espressione analitica.

Tali calcoli possono essere ulteriormente semplificati nel caso di reti con numero finito di gradi di libertà. Infatti per tali reti l'operatore $F(\Delta)$ *è sempre una funzione razionale di* Δ:

$$F(\Delta) = \frac{a_0 + a_1\Delta + \ldots + a_{n-1}\Delta^{n-1} + a_n\Delta^n}{b_0 + b_1\Delta + \ldots + b_{n-1}\Delta^{n-1} + b_n\Delta^n},$$

in cui a_0 e b_0 non sono contemporaneamente uguali a zero, mentre possono essere uguali a zero alcuni dei coefficienti dei termini di grado più elevato se i polinomi al numeratore e al denominatore di $F(\Delta)$ sono di grado diverso. Da questa espressione si ricava:

$$F(o) = \frac{a_0}{b_0}, \quad F(\infty) = \frac{a_n}{b_n}, \quad F'(o) = \frac{a_1 b_0 - a_0 b_1}{b_0^2} = \frac{a_1}{b_0} - \frac{a_0}{b_0}\frac{b_1}{b_0},$$

e quindi:

$$t_c = \frac{b_n}{b_0} \frac{a_1 b_0 - a_0 b_1}{a_n b_0 - a_0 b_n}.$$

Per il circuito di figura 5 si trova facilmente:

$$F(o) = 1, \qquad F(\infty) = o, \qquad F'(o) = -\sum_{s=1}^{n} R_s \sum_{r=s}^{n} C_r,$$

e quindi:

$$t_c = \sum_{s=1}^{n} R_s \sum_{r=s}^{n} C_r.$$

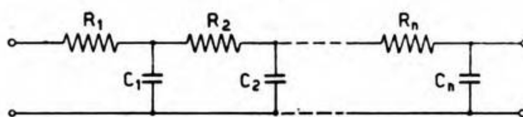


Fig. 5. — Circuito con numero finito di gradi di libertà.

Per il circuito di figura 6 si ha invece:

$$F(o) = R/(R + \sum_{p=1}^{n} R_p), \qquad F(\infty) = o,$$

$$F'(o) = -[R^2/(R + \sum_{p=1}^{n} R_p)^2] (\sum_{p=1}^{n} R_p \sum_{q=p}^{n} C_q + \frac{1}{R} \sum_{m=2}^{n} R_m \sum_{p=1}^{m-1} R_p \sum_{q=p}^{m-1} C_q),$$

e quindi:

$$t_c = R (\sum_{p=1}^{n} R_p \sum_{q=p}^{n} C_q + \frac{1}{R} \sum_{m=2}^{n} R_m \sum_{p=1}^{m-1} R_p \sum_{q=p}^{m-1} C_q) / (R + \sum_{p=1}^{n} R_p).$$

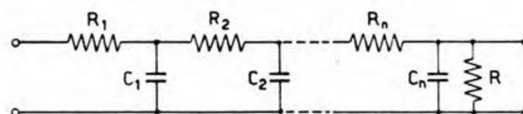


Fig. 6. — Circuito con numero finito di gradi di libertà.

Finalmente per il circuito di figura 7 si ottiene:

$$F(o) = C/(C + \sum_{q=1}^{n} C_q), \qquad F(\infty) = o,$$

$$F'(o) = -C^2\left(\sum_{p=1}^{n} R_p \sum_{q=p}^{n} C_q + \frac{1}{C}\sum_{m=1}^{n-1} C_m \sum_{p=m+1}^{n} R_p \sum_{q=p}^{n} C_q\right)\Big/\left(C + \sum_{q=1}^{n} C_q\right)^2,$$

e quindi:

$$t_c = C\left(\sum_{p=1}^{n} R_p \sum_{q=p}^{n} C_q + \frac{1}{C}\sum_{m=1}^{n-1} C_m \sum_{p=m+1}^{n} R_p \sum_{q=p}^{n} C_q\right)\Big/\left(C + \sum_{q=1}^{n} C_q\right).$$

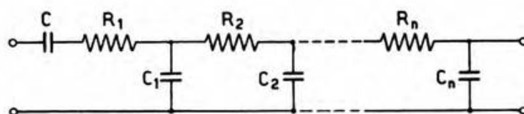


Fig. 7. — Circuito con numero finito di gradi di libertà.

Da ultimo per il circuito di figura 8 si può osservare che per una catena di impedenze Z_r in serie e di ammettenze Y_s in derivazione l'operatore $F(\Delta)$ di trasformazione contiene soltanto i prodotti YZ; perciò i risultati relativi a quest'ultima rete si ottengono da quelli della rete di figura 5 con la sostituzione di C_r con L_r e di R_s con $G_s = 1/R_s$. Ciò si può vedere anche più semplicemente applicando il principio di dualità (2).

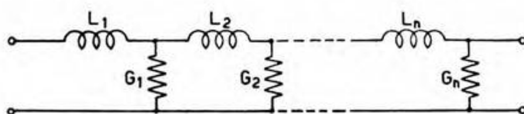


Fig. 8. — Circuito con numero finito di gradi di libertà.

In modo analogo si può studiare il periodo transitorio che segue l'applicazione brusca di una tensione sinusoidale.

Per semplicità di scrittura conviene rappresentare le funzioni sinusoidali in forma complessa:

$$e^{j(\omega t + \vartheta)} = \cos(\omega t + \vartheta) + j \operatorname{sen}(\omega t + \vartheta).$$

Naturalmente le espressioni analitiche appaiono pure in forma complessa ed è ovvio che di esse si deve considerare soltanto la parte reale.

---

(2) Quando questa nota era già scritta è comparso un lavoro (K. R. Sturlej: Time Constants for A. V. C. Filter Circuits - W. E., 1938, XV, p. 480) nel quale la costante di tempo di circuiti del tipo di quelli della figura 5 viene definita nel modo classico, come il tempo necessario perchè il transitorio si riduca a $1/e$ del suo valore iniziale. Determinata graficamente tale costante di tempo per un caso numerico molto semplice e per un circuito con tre celle, l'autore adotta in via di tentativo l'espressione che è stata qui calcolata per il circuito di figura 5. Verifiche sperimentali, sempre fondate sulla definizione classica, conducono a concludere che il valore calcolato con la formula adottata differisce per non più del $\pm 5\%$ da quello esatto.

Allora, se il comportamento elettrico di una rete è definito dall'operatore funzionale $F(\Delta)$, la risposta ad una f. e. m. sinusoidale bruscamente impressa nell'istante $t = 0$ risulta:

$$F(\Delta)\, e^{j(\omega t + \vartheta)}\, \mathbf{1}(t) = e^{j\vartheta} F(\Delta)\, e^{j\omega t}\, \mathbf{1}(t) = e^{j(\omega t + \vartheta)} F(\Delta + j\omega)\cdot \mathbf{1}(t).$$

Essendo $F(j\omega)\, e^{j(\omega t + \vartheta)}$ la variazione forzata (risposta a regime), la variazione libera corrispondente risulta:

$$e^{j(\omega t + \vartheta)} [F(\Delta + j\omega) - F(j\omega)] \cdot \mathbf{1}(t)\,.$$

Nel caso in cui $F(\Delta)$ abbia tutti i poli reali e negativi, si vede facilmente, ricorrendo alla teoria del calcolo operazionale, che la variazione libera ora scritta è una somma di esponenziali non oscillatori. Come prima, si considererà soltanto il caso in cui detta variazione libera è una funzione monotona (cioè sempre decrescente da un valore positivo a zero o sempre crescente da un valore negativo a zero).

Il valore iniziale della variazione libera è:

$$e^{j\vartheta} [F(\infty) - F(j\omega)]\,,$$

mentre il valore finale (per $t = \infty$) è sempre zero.

Per calcolare l'area del diagramma della variazione libera conviene osservare che si ha:

$$e^{j\omega t}\, \mathbf{1}(t) = \frac{\Delta}{\Delta - j\omega}\, \mathbf{1}(t)\,.$$

La variazione libera può quindi essere anche scritta sotto la forma:

$$[F(\Delta) - F(j\omega)]\, e^{j(\omega t + \vartheta)}\, \mathbf{1}(t) = e^{j\vartheta} [F(\Delta) - F(j\omega)] \frac{\Delta}{\Delta - j\omega}\, \mathbf{1}(t)\,.$$

L'area cercata, fino ad un istante t, è allora:

$$e^{j\vartheta} \int_0^t \Delta\, \frac{F(\Delta) - F(j\omega)}{\Delta - j\omega}\, \mathbf{1}(t)\, dt = e^{j\vartheta}\, \frac{F(\Delta) - F(j\omega)}{\Delta - j\omega}\, \mathbf{1}(t);$$

e l'area totale, fino a $t = \infty$:

$$e^{j\vartheta} \int_0^\infty \Delta\, \frac{F(\Delta) - F(j\omega)}{\Delta - j\omega}\, \mathbf{1}(t) = e^{j\vartheta}\, \frac{F(0) - F(j\omega)}{-j\omega} =$$

$$= e^{j\vartheta}\, \frac{F(j\omega) - F(0)}{j\omega}\,.$$

Si potrebbe allora definire tempo nominale di formazione di un determinato regime sinusoidale *il rapporto tra l'area del diagramma della variazione libera ed il suo valore iniziale, nel caso in cui tale variazione libera sia una funzione monotona di tipo esponenziale. Esso è dato dal quoziente tra la parte reale dell'espressione $\frac{e^{j\vartheta}}{j\omega} [F(j\omega) - F(0)]$ e la parte*

reale dell'espressione $e^{j\vartheta}\,[F(\infty) - F(j\omega)]$, *ossia risulta:*

$$\frac{1}{\omega}\;\frac{\dfrac{1}{2j}\left[F(j\omega)\cdot e^{j\vartheta} - F(-j\omega)\cdot e^{-j\vartheta}\right] - F(0)\cdot \mathrm{sen}\,\vartheta}{F(\infty)\cdot \cos\vartheta - \dfrac{1}{2}\left[F(j\omega)\cdot e^{j\vartheta} + F(-j\omega)\cdot e^{-j\vartheta}\right]}\,.$$

La sua espressione è più complessa di quella della costante di tempo, ma anch'essa si deduce direttamente dalla forma dell'operatore del circuito, senza eseguirne l'interpretazione.

Il tempo di formazione di un regime sinusoidale dipende in generale dalla frequenza e dalla costante di fase della variazione forzata. Ciò deriva dal fatto noto che per una rete con numero finito di gradi di libertà la variazione libera è rappresentata da una combinazione lineare di termini esponenziali, i cui esponenti, in generale complessi, sono caratteristici della rete e quindi indipendenti dalla forma della variazione forzata, mentre i coefficienti degli esponenziali sono funzioni della frequenza e della fase della variazione forzata. In conseguenza la forma della variazione libera e quindi il rapporto tra l'area del suo diagramma ed il suo valore iniziale variano al variare della frequenza e della fase della f. e. m. impressa.

Nel caso di reti con numero finito di gradi di libertà si potrebbe determinare l'espressione del tempo di formazione di un regime sinusoidale per mezzo dei coefficienti della funzione razionale $F(\Delta)$. *Le espressioni risultanti sono però troppo complesse per essere esposte in questa sede.*

Resta da vedere se sia conveniente per la definizione delle proprietà dei circuiti di introdurre questo concetto del tempo di formazione parallelamente al concetto della costante di tempo. Questo mi riservo appunto di fare in un prossimo lavoro, cercando di stabilire i casi di validità della definizione data ed eventualmente la possibile estensione agli altri casi.

È interessante osservare che tanto la costante di tempo quanto il tempo di formazione così definiti si prestano ad essere misurati direttamente in modo relativamente facile, per esempio usando le proprietà integratrici del galvanometro balistico. Anche di questo conterei parlare in altra sede.

Milano, ottobre 1938-XVI.

Istituto di Elettrotecnica Generale del R. Politecnico.

RINALDO SARTORI.

RECENSIONI

ABBREVIAZIONI DI TITOLI DI PERIODICI.

Abhandlg. Preuss. Akad. Wiss.: Abhandlungen der Preussischen Akademie der Wissenschaften.
Acta Pont. Acad. Sci.: Acta Pontificiae Academiae Scientiarum.
A. E. G. Mitt.: A. E. G. Mitteilungen.
A. F.: Alta Frequenza.
Ann. de Phys.: Annales de Physique.
Ann. der Phys.: Annalen der Physik.
Ann. P. T. T.: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.
Archiv f. Elektr.: Archiv für Elektrotechnik.
A. T. M.: Archiv für technisches Messen.
Atti R. Accad. Naz. Lincei: Atti della Reale Accademia Nazionale dei Lincei.
Atti R. Accad. Sci. Torino: Atti della Reale Accademia delle Scienze di Torino.
Atti R. Ist. Veneto: Atti del Reale Istituto Veneto di Scienze, Lettere e Arti.
A. Z.: Akustische Zeitschrift.
Bell Lab. Record: Bell Laboratories Record.
Bell S. T. J.: The Bell System Technical Journal.
Boll. R. T. R. E.: Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito.
Boll. tecn. I. M. S. T.: Bollettino tecnico dell'Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni.
B. S. J. Research: Bureau of Standards Journal of Research.
Bull. S. F. E.: Bulletin de la Société Française des Électriciens.
Bull. S. F. R.: Bulletin de la Société Française Radio-Électrique.
Commentationes Pont. Acad. Sci.: Commentationes Pontificiae Academiae Scientiarum.
C. R. Acad. Sci.: Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences.
E. F. D.: Europäischer Fernsprechdienst.
El. Comm.: Electrical Communication.
El. Engng.: Electrical Engineering.
El. J.: The Electric Journal.
El. World: Electrical World.

En. El.: L'Energia Elettrica.
E. N. T.: Elektrische Nachrichten-Technik.
Ericsson Rev.: The L. M. Ericsson Review.
E. T. J.: Electrotechnical Journal (of the Institute of Electrical Engineers of Japan).
E. T. Z.: Elektrotechnische Zeitschrift.
E. u. M.: Elektrotechnik und Maschinenbau.
F. T. M.: Funktechnische Monatshefte.
G. E. R.: General Electric Review.
G. R. Experimenter: The General Radio Experimenter.
H. F. Techn. u. El. Ak.: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik.
J. A. S. A.: The Journal of the Acoustical Society of America.
J. I. E. E.: Journal of the Institution of Electrical Engineers.
J. I. E. E. Japan: Journal of the Institution of Electrical Engineers of Japan.
J. O. S. A.: Journal of the Optical Society of America.
J. Phys.: Le Journal de Physique et le Radium.
J. Research N. B. S.: Journal of Research of the National Bureau of Standards.
J. Sci. Instr.: Journal of Scientific Instruments.
J. S. M. P. E.: Journal of the Society of Motion Picture Engineers.
J. Télécomm.: Journal des Télécommunications.
J. télégr.: Journal télégraphique.
L'Elettrot.: L'Elettrotecnica.
Nippon El. Comm. Engng.: Nippon Electrical Communication Engineering.
Onde Él.: L'Onde Électrique.
Philips techn. R.: Philips' Technische Rundschau.
Phil. Mag.: The London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science.
Phys. Rev.: The Physical Review.
Phys. Z.: Physikalische Zeitschrift.
Phys. Z. Sowjetunion: Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion.
P. O. E. E. J.: The Post Office Electrical Engineers' Journal.
Proc. I. R. E.: Proceedings of the Institute of Radio Engineers.
Radio Engng.: Radio Engineering.
Rass. P. T. T.: Rassegna delle Poste, dei Telegrafi e dei Telefoni.
Rass. Radio: Rassegna della Radio e Industrie affini.
R. C. A. Rev.: R. C. A. Review.
R. C. R. Accad. Sci. Ist. Bologna: Rendiconto delle sessioni della Reale Accademia delle Scienze dell'Istituto di Bologna.
R. C. R. Ist. Lombardo: Rendiconti del Reale Istituto Lombardo di Scienze e Lettere.
Rep. Radio Res. Japan: Reports of Radio Researches and Works in Japan.
Rev. d'Acoustique: Revue d'Acoustique.

Rev. techn. Philips: Revue Technique Philips.
R. G. E.: Revue Générale de l'Électricité.
Riv. tecn. F. I.: Rivista Tecnica delle Ferrovie Italiane.
R. S. I.: Review of Scientific Instruments.
S. B. Preuss. Akad. Wiss.: Sitzungsberichte der Preussischen Akademie der Wissenschaften.
Schalltechn.: Die Schalltechnik.
Siemens Z.: Siemens Zeitschrift.
Telefunken Ztg.: Telefunken Zeitung.
T. F. T.: Telegraphen- Fernsprech- und Funk-Technik.
Trans. A. I. E. E.: Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers.
V. D. I.: Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure.
V. N. T. Siemens: Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik.
W. E.: The Wireless Engineer.
Wir. World: Wireless World.
W. P. P. I. T.: Wiadomosci i Prace Panstwowego Instytutu Telekomunikacyjnego.
Z. f. Phys.: Zeitschrift für Physik.
Z. f. techn. Phys.: Zeitschrift für technische Physik.

RICEVITORI.

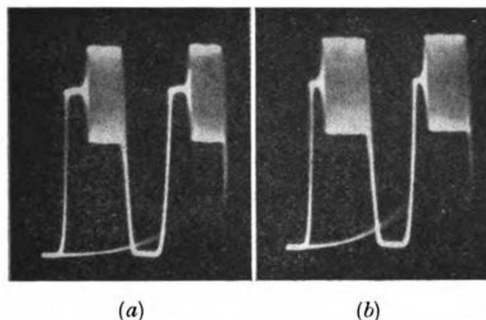
F. W. FRINK — **I principi fondamentali del ricevitore a superreazione.** (Proc. I. R. E., gennaio 1938, XXVI, 1, pag. 76-106, con 19 fig.).

I fenomeni principali, che caratterizzano il ricevitore a superreazione sono: il « soffio », che si ha in assenza di segnale; la sparizione del « soffio » allorchè interviene un segnale di forza sufficiente; la rivelazione di tipo logaritmico; la scarsa selettività.

Allo scopo di costruire un modello, capace di dare una spiegazione di tutti questi fenomeni, l'autore dapprima, per semplicità, prende in esame un rivelatore, in cui l'interruzione viene effettuata con tensione rettangolare, e studia l'innesco periodico di esso con l'aiuto del tubo a raggi catodici. Gli oscillogrammi riportati nella figura 1 *a* e *b* sono rilevati, il primo senza ed il secondo con segnale in arrivo: si vede come l'effetto di quest'ultimo sia di anticipare l'innesco delle oscillazioni, per cui i singoli treni risultano più lunghi e la corrente di placca viene in conseguenza modificata.

La spiegazione del « soffio » è quindi la seguente. Dopo che, in seguito all'aumento della tensione anodica, si sono verificate le condizioni per l'innesco delle oscillazioni, queste non si iniziano se non si verifica qualche brusca variazione: in assenza di segnale, sono le fluttuazioni termoioniche che assolvono tale compito e che, per la loro irregolarità, determinano il « soffio ».

Allorchè esiste un segnale, il circuito viene da esso fatto innescare subito o quasi subito dopo che si sono verificate le condizioni di innesco (fig. 1 *b*). Il ritardo fra l'istante in cui tali condizioni si formano e quello di innesco è ora regolato dal segnale, ed è costante se questo prevale



(*a*) (*b*)

Fig. 1. — Oscillogrammi del transitorio di innesco: *a* - in assenza di segnale; *b* - con segnale in arrivo.

sulle fluttuazioni termoioniche e se non è modulato; per ciò si spiega la sparizione del rumore in presenza di onda portante.

Viene poi esaminato matematicamente il modello rappresentato dal circuito di figura 2: il generatore di forza elettromotrice sinoidale *G* rappresenta il segnale, l'interruttore *S* l'applicazione brusca della tensione anodica dovuta all'interruttore ad onda rettangolare, e $-R$ la resistenza negativa indotta dalla reazione.

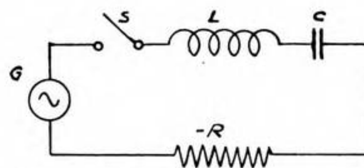


Fig. 2. — Modello schematico di rivelatore a superreazione.

Applicando il noto procedimento per il calcolo del transitorio in un circuito risonante, si trova che le oscillazioni crescono con legge logaritmica, com'è indicato nella figura 3. L'ampiezza della tensione del segnale decide dell'ampiezza iniziale, cioè della quota del punto *a* dal quale la curva parte: tutta questa curva si sposta perciò parallelamente alle ascisse col ritmo della modulazione; varia pertanto l'area occupata dal treno d'onda nel diagramma di figura 3, e quindi la rivelazione. La curva *ab* si riferisce al caso in cui l'ampiezza della tensione del segnale abbia un certo valore (A_1); la curva *a'b'* a quello in cui detta ampiezza abbia un valore maggiore (A_2).

Dalla curva di figura 4 si rileva l'andamento logaritmico della sensibilità d'un ricevitore a superreazione.

Vengono poi esposte le varianti che a questa trattazione semplice vanno apportate nel caso pratico di un interruttore sinoidale.

Per ottenere una curva di risposta lineare, è proposto di limitare fortemente la durata dei treni d'onda, ed è mostrato che così effettivamente la curva in questione tende a divenire rettilinea.

Poichè il modello esaminato non richiede che il segnale e il rivelatore abbiano eguale frequenza, la selettività dipende soltanto dal decremento del circuito, il quale è forte a causa della resistenza negativa intro-

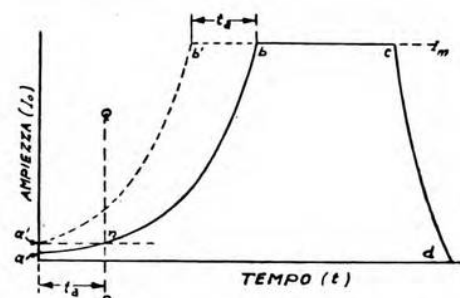


Fig. 3. — Curve teoriche di innesco (*ab* od *a'b'*), e variazione della estensione del treno d'onda (tra *ab* e la curva di disinnesco *cd*).

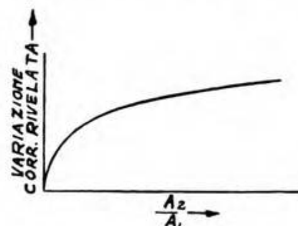


Fig. 4. — Curva teorica di sensibilità di un rivelatore a superreazione.

dottasi nella reazione: questo risultato viene trovato anche per via analitica e conduce a conclusioni, quantitativamente in discreto accordo con la realtà.

Dopo un esame dell'effetto soffocante causato da un'onda forte su una debole, è discusso infine il comportamento del rivelatore autointerrotto per carica e scarica di griglia: si ha in tal caso un aumento di sensibilità perchè il segnale, oltre che influire sulla durata di ogni treno di onda, modifica anche il numero dei treni per unità di tempo.

U. T.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

A. H. MUMFORD — **Il collegamento Londra-Birmingham per cavo coassiale.** (P. O. E. E. J., ottobre 1937 e gennaio 1938, XXX, 3 e 4, pag. 206-214 e 270-283; aprile e luglio 1938, XXXI, 1 e 2, pag. 51-56 e 132-136, con 52 fig.).

Nella rosa di iniziative dei vari paesi americani ed europei per la costituzione di collegamenti telefonici e televisivi su cavi coassiali, l'Inghilterra è rappresentata dall'impianto di trasmissione a larga banda attuato fra Londra e Birmingham.

Dopo la numerosa serie di articoli teorici che la letteratura mondiale ha fornito in grande quantità sui problemi fondamentali, sul progetto e sulle misure di tali cavi e relative apparecchiature, è assai interessante avere ora relazione di quello che è stato praticamente attuato e dei

risultati effettivi ottenuti, e ciò con la notevolissima dovizia di particolari sugli impianti del cavo, sulle apparecchiature di amplificazione e terminali, sulle prove d'esercizio e sui risultati commerciali che questo articolo presenta.

Il cavo Londra-Birmingham è stato posato su una lunghezza di circa 200 km (125 miglia), secondo il tracciato di figura 1. Diciassette stazioni di amplificazione intermedie (fra cui cinque di maggior importanza) dividono il percorso in tratte di lunghezza variabile fra 10 e 13 km.

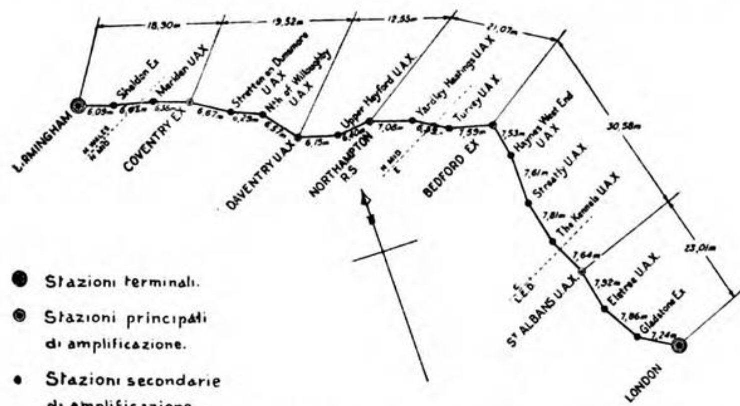


Fig. 1. — Tracciato del cavo coassiale Londra-Birmingham.

Il cavo (1) è composto di quattro circuiti coassiali, uguali fra loro, due destinati alla telefonia e due alla televisione; negli interstizi sono sistemate 14 bicoppie a stella di tipo normale e quattro paia di conduttori schermati.

Ciascun circuito coassiale, avente un conduttore centrale in rame massiccio di poco più di 3 mm di diametro, isolato e tenuto a posto da una doppia spirale di cotopa, ha una attenuazione non maggiore di 4 dB/km alla frequenza di 2,1 MHz (2). La parte di attenuazione dovuta alle perdite nel dielettrico è limitata al 20 % del totale.

La banda di frequenza utilizzabile è stata prevista di 1,6 MHz, a partire dalla frequenza di 500 000 Hz. Questa frequenza limite inferiore, relativamente alta, ha reso meno difficile l'attuazione delle apparecchiature accessorie.

In tale banda di frequenza si possono avere da 320 a 400 canali di trasmissione telefonica, secondo che siano usati canali aventi ciascuno

---

(1) Vedi, per la illustrazione relativa alla sezione del cavo, A. F., 1938, VII, p. 329.

(2) Vedi, per la curva di attenuazione di una tratta tipica di 12,5 km, A. F., 1938, VII, p. 330.

una ampiezza di 5000 ovvero di 4000 Hz. Le apparecchiature sono studiate in modo che facilmente si può passare dal sistema a trasmissioni spaziate di 5000 Hz a quello con trasmissioni spaziate di 4000 Hz.

Il processo di modulazione è sviluppato attraverso tre stadi. Nel primo stadio di modulazione si hanno otto canali nella banda da 60 a 100 kHz. Questi otto canali vengono successivamente traslati di frequenza secondo 5 gruppi (ognuno di 8 canali, in totale quindi 40 canali) che occupano la banda fra 300 e 500 kHz. Ogni complesso di 5 gruppi forma un « supergruppo » che, traslato di frequenza in un nuovo stadio

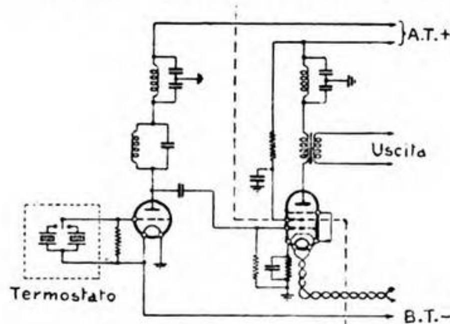


Fig. 2. — Schema elettrico dell'oscillatore pilota.

di modulazione, costituisce il sistema finale di trasmissione. Vi sono, nel sistema a canali di 5 kHz, otto supergruppi cioè appunto 320 canali.

Nelle stazioni terminali l'equipaggiamento si può distinguere in: apparato per la produzione delle frequenze portanti; complesso di amplificazione e smistamento delle audiofrequenze (conversazioni telefoniche) in partenza; apparati modulatori; amplificatori ad alta frequenza per l'immissione nel cavo coassiale o per la ricezione dal cavo coassiale; apparati demodulatori e filtri; complesso di amplificazione e smistamento delle audiofrequenze (conversazioni telefoniche) in arrivo.

L'apparato per la produzione delle frequenze portanti ha come elemento essenziale un oscillatore pilota a quarzo della frequenza di 400 kHz, il cui schema è indicato in figura 2.

La frequenza di 400 kHz, essendo multipla sia di 4 sia di 5, può essere utilizzata tanto per il sistema a canali spaziati di 5 kHz, quanto per quello di 4 kHz.

Il quarzo è nel vuoto (1 mm di Hg), sospeso per un piano nodale e contenuto in un termostato capace di ridurre le variazioni di temperatura del cristallo a meno di $\pm$ 0,05°C. Il coefficiente effettivo di variazione della frequenza in funzione della temperatura è di $\pm$ 0,5 su 10^6 per 1°C di variazione della temperatura.

In figura 3 si vede il complesso del termostato, del circuito oscillatorio e degli accessori. Nel termostato sono contenute due capsule a quarzo identiche, delle quali si può a piacere connettere una o l'altra.

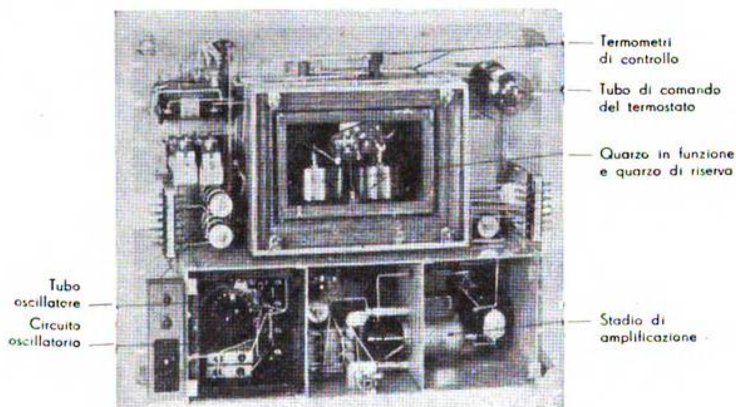


Fig. 3. — Oscillatore pilota

Dall'oscillatore pilota a 400 kHz si passa ad una serie di 3 multivibratori, successivamente a 200, 40 e 5 kHz di frequenza fondamentale. L'attuazione pratica di un multivibratore è mostrata in figura 4.

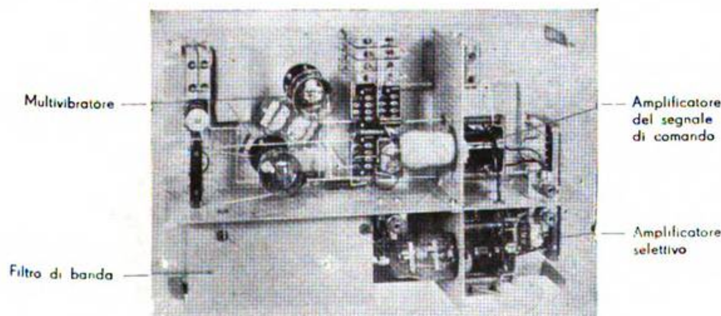


Fig. 4. — Multivibratore.

La separazione delle varie frequenze vettrici è fatta attraverso i corrispettivi filtri passa-banda, che hanno una attenuazione inferiore a 10 dB nella banda passante e di 60 dB in corrispondenza delle frequenze vettrici adiacenti.

I modulatori, come pure i demodulatori all'arrivo, utilizzano raddrizzatori ad ossido di rame.

Alla ricezione i filtri di separazione dei vari canali sono di qualità anche superiore a quelli in partenza, essendo filtri a quarzo formati di due cellule a lattice. La caratteristica di uno di tali filtri è riportata in figura 5.

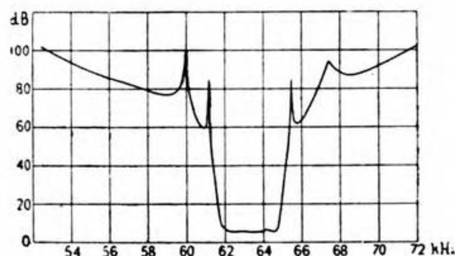


Fig. 5. — Caratteristica attenuazione-frequenza di uno dei filtri a quarzo.

L'amplificazione lungo il cavo coassiale è ottenuta con amplificatori, che vengono alimentati mediante energia trasmessa, alla frequenza di 50 Hz e alla tensione di 350 V, attraverso il cavo stesso. La potenza

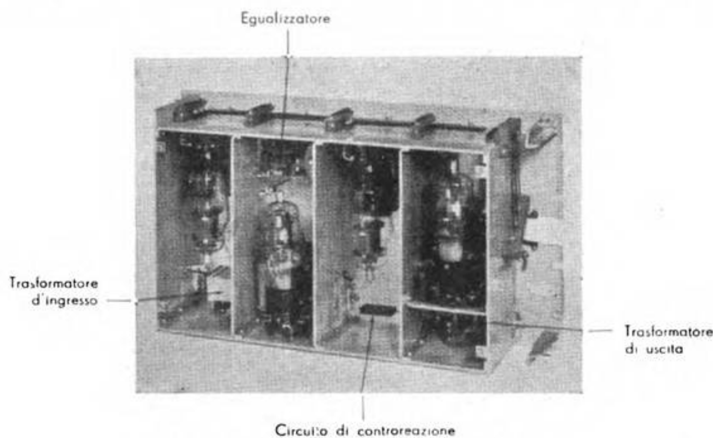


Fig. 6. — Amplificatore di linea.

necessaria all'alimentazione completa di ogni stazione amplificatrice (di cui ve ne sono in tutto 19) è di 800 W circa. Gli amplificatori (fig. 6) sono a quattro stadi di amplificazione con ingresso ed uscita a trasformatore. I tubi usati sono pentodi a riscaldamento indiretto con una pendenza di 10 mA/V.

L'amplificazione a 2,1 MHz è di 55 dB. È usata la controreazione per ridurre le distorsioni.

Ogni amplificatore comprende pure una rete di egualizzazione e un dispositivo per compensare gli effetti dovuti a cambiamento di temperatura.

Ciascuna stazione di amplificazione comprende due amplificatori, di cui uno resta di riserva e si sostituisce automaticamente in 30 millisecondi all'altro, se questo cessa di funzionare.

L'installazione di tutto l'impianto è stata fatta tenendo presente la previsione di una prossima estensione del cavo coassiale da Birmingham a Manchester. Per tale nuovo cavo, notevoli perfezionamenti sono

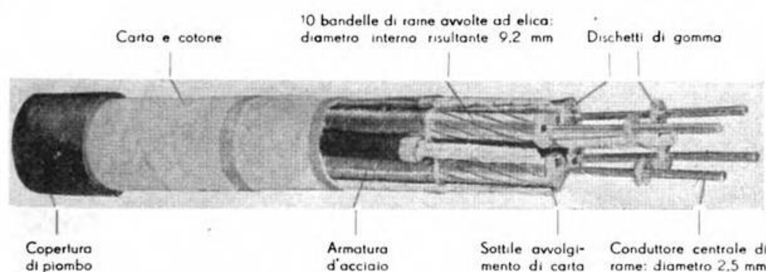


Fig. 7. — Porzione del cavo in progetto Manchester-Newcastle.

stati introdotti, sulla base dell'esperienza ricavata in questo primo impianto.

Il cavo Birmingham-Manchester ad esempio avrà isolamento in supercotopa anzichè in cotopa; l'attenuazione che presenterà a 2,5 MHz sarà la stessa di quella che il cavo Londra-Birmingham ha a 2,1 MHz. Altri perfezionamenti sono stati apportati nel progetto dell'ulteriore prolungamento di cavo coassiale da Manchester a Newcastle (fig. 7), nel quale la centratura dei conduttori coassiali è ottenuta con dischetti anzichè con spirali e le dimensioni complessive (e quindi il costo) sono state assai ridotte.

Sul cavo Londra-Birmingham sono state eseguite accurate misure in condizioni di esercizio. Le costanti di propagazione e di fase hanno l'andamento mostrato nella figura 8.

L'impedenza caratteristica è risultata, fra 0,5 e 2,1 MHz, di 74 Ω circa, con una lieve tendenza a diminuire al crescere della frequenza; l'attenuazione media di 1,08 dB/km a 200 kHz, di 2,3 dB/km a 300 kHz, di 3,4 dB/km a 1600 kHz, e di 4,35 dB/km a 2400 kHz.

La diafonia, per frequenze oltre i 400 kHz, è superiore a 140 dB, per ogni tratta di amplificazione.

Per il cavo coassiale è stata effettuata una prova di isolamento, sottoponendolo per 2 minuti ad una tensione di 2000 V, 50 Hz.

Il giorno 11 marzo 1938 un intero supergruppo (40 canali) è stato posto in esercizio e sono cominciate diverse serie di prove sistematiche di trasmissione.

I risultati sono i seguenti:

1. - La intelligibilità è stata trovata buona; gli echi completamente assenti.
2. - È stata notata una lieve diafonia e la presenza di un leggero rumore di fondo.
3. - Nel complesso tutti gli operatori, meno uno, hanno giudicato la trasmissione migliore che non nei normali circuiti interurbani Londra-Birmingham.

In base a tali risultati, sono state apportate modifiche per eliminare la diafonia (che avveniva in trasmissione negli stadi ad audiofrequenza)

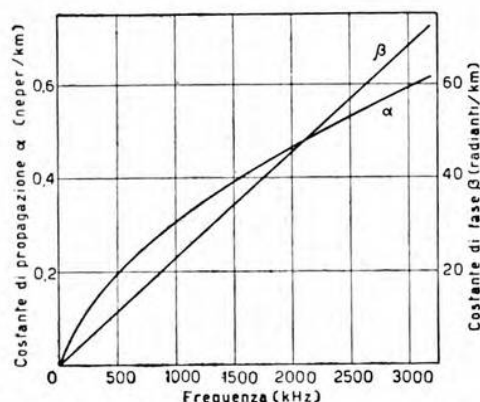


Fig. 8. — Andamento delle costanti di propagazione e di fase misurate sul cavo Londra-Birmingham.

e i rumori (che provenivano da induzione nell'equipaggiamento terminale e che furono tolti con migliore schermatura magnetica e miglioramento delle terre).

Fu notata una curiosa interferenza con la stazione di radiodiffusione « London National » (1149 Hz), provvisoriamente eliminata con un filtro, mentre il fenomeno continua ad essere studiato più a fondo.

Il giorno 11 aprile 1938 fu data una pubblica dimostrazione di funzionamento del supergruppo installato, con ottimi risultati. Alla fine della dimostrazione, sette circuiti furono connessi in serie ottenendo una trasmissione di più di 1300 km, attraverso 133 amplificatori e 532 tubi elettronici. Il comportamento di tale circuito fu assai soddisfacente.

Dal 12 aprile l'impianto è entrato in esercizio commerciale, funzionando tutti i giorni feriali dalle 9 30 alle 16 30; in tal modo una ricca collezione di dati ed esperienze potrà essere raccolta direttamente dalla pratica.

A. Fe.

TUBI ELETTRONICI.

M. J. O. STRUTT e A. VAN DER ZIEL — **Le cause di aumento dell'ammettenza d'ingresso dei moderni tubi amplificatori ad alta frequenza nel campo delle onde corte.** (Proc. I. R. E., agosto 1938, XXVI, 8, pag. 1011-1032, con 5 fig.).

Contrariamente a quanto risulta dai recenti lavori sull'argomento, gli autori dimostrano, sia per via teorica, sia per via sperimentale, che l'aumento della conduttanza di ingresso dei tubi elettronici amplificatori alle frequenze elevate è da ascriversi più all'effetto delle capacità ed induttanze dei collegamenti degli elettrodi che alle conseguenze del tempo di transito non trascurabile.

Vengono ricavate analiticamente, per il tetrodo, per il pentodo e per l'esodo, le espressioni dell'ammettenza d'ingresso, dell'ammettenza di uscita, dell'ammettenza di reazione e della conduttanza mutua, quali risultano tenendo conto dell'induttanza, della capacità e delle mutue induttanze degli elettrodi e dei collegamenti, supposte concentrate. Dalle espressioni finali, assai complicate e di difficile interpretazione, attraverso uno sviluppo in serie per potenze crescenti della pulsazione ω, vengono ricavate formule approssimate più semplici, i cui risultati possono essere confrontati coi dati sperimentali. La teoria ha evidentemente valore solamente nel campo delle frequenze moderatamente elevate, per le quali il complesso costituito dalle capacità ed induttanze considerate è lontano dalla risonanza.

Sono riportati i risultati di numerose misure effettuate sui pentodi europei AF3, AF7, EF5, dalle quali, in buon accordo con le corrispondenti formule teoriche, risulta che l'ammettenza d'ingresso normalmente presentata da detti tubi, è dovuta per circa 2/3 all'effetto delle capacità ed induttanze parassite, e solamente per 1/3 agli effetti del tempo di transito. La separazione sperimentale delle due perdite viene ottenuta esaminando l'effetto di piccole capacità ed induttanze note, aggiunte dall'esterno ai diversi circuiti del tubo.

G. B.

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

In una breve nota su l'**impedenza di un microfono a carbone,** apparsa nel numero di agosto 1938 dei *Proc. I. R. E.*, F. Offner dimostra, sulla base del circuito equivalente classico, che un microfono a carbone, accoppiato ad un carico ohmico mediante un trasformatore ideale, fornisce la massima potenza quando il carico presenta una resistenza riflessa sul primario, eguale alla resistenza per corrente continua del microfono stesso. Ne deduce che per un microfono a carbone la resistenza differenziale risulta uguale alla resistenza per corrente continua.

L. P.

AMPLIFICATORI.

H. J. Scott e L. J. Black riportano, nel numero di aprile 1938 dei *Proc. I. R. E.*, valori e grafici dell'ampiezza delle **armoniche generate in un amplificatore,** in funzione dell'angolo di circolazione della corrente anodica, nell'ipotesi che la caratteristica del tubo si possa considerare rettilinea e che il carico sia rappresentato da una resistenza pura o da un risuonatore accordato. I risultati analitici sono quelli già noti e le conferme sperimentali risultano soddisfacenti.

R. S.

ANTENNE.

Nel numero di aprile 1938 dei *Proc. I. R. E.*, G. L. Haller tratta delle **costanti di antenne fisse per aeroplani.** Poichè, per valutare la potenza fornita dal trasmettitore dell'antenna, è necessario conoscere la resistenza e la reattanza dell'antenna stessa, l'autore ha effettuato una serie di misure di tali grandezze su diversi tipi di antenne e per una gamma di frequenze che in ogni caso si estende da 3 a 8 MHz, ma che alcune volte è anche più ampia.

Vengono descritti l'apparecchiatura usata ed il metodo seguito per le misure, delle quali si riportano i risultati in numerosi grafici.

R. S.

MATERIALI.

Un semplice **sistema per saldare elettricamente a punti le lamiere di alluminio e delle sue leghe,** che può interessare la tecnica delle costruzioni radio, è descritto da G. Lo Bue nel numero di marzo-aprile 1938 di *Alluminio*.

È noto come non sia possibile saldare per punti, direttamente con le comuni saldatrici elettriche di bassa potenza, le lamiere di alluminio, nello stesso modo con cui si saldano, ad esempio, le lamiere di acciaio; la resistenza nel punto di contatto è infatti troppo piccola perchè al passaggio della corrente si abbia un riscaldamento sufficiente per la fusione del metallo.

Nel sistema in esame, si ricorre all'artificio di aumentare la resistenza elettrica delle superficie di contatto, ricoprendole di un sottilissimo strato di ossido di alluminio (dello spessore di circa un micron), formato elettroliticamente; l'ossidazione è ottenuta facendo scorrere sulla lamiera, collegata elettricamente alla terra, un elettrodo di carbone, tenuto al potenziale di — 80 V, rivestito di feltro imbevuto in una soluzione al 3 % di acido ossalico. Per le note proprietà raddrizzatrici dell'alluminio in adatto elettrolita è possibile sostituire la corrente continua con la corrente alternata che si ha più facilmente a disposizione.

Quando le lamiere sono ossidate (il che è rivelato da una colorazione in bianco matto), la saldatura può essere eseguita in modo all'incirca identico a quello usato per le lamiere di ferro o di acciaio.

La resistenza meccanica allo strappamento di queste saldature è ottima: per esempio, fra due lamiere di dural di 1 mm di spessore, saldate in due punti distanti fra loro di circa 8 mm, è compresa fra 170 e 190 kg per punto: superiore, quindi, a quella di una buona chiodatura con comuni ribattini di dural da 3 mm.

La bassa intensità di corrente richiesta da questo tipo di saldatura consente, oltre che un vantaggio economico, una discreta facilità di lavoro ed una grande resistenza alla corrosione nel punto saldato.

Sa. Ma.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

F. SCHROETER. — *Fernsehen. Die neuere Entwicklung insbesondere der deutschen Fernsehtechnik.* — J. Springer, Berlin, 1937. — Un volume di VI-260 pagine, con 228 figure. — Prezzo R. M. 19,50.

Una conquista della scienza che compia passi rapidissimi nel suo perfezionamento tecnico, non può essere accompagnata immediatamente dalla descrizione scientifica, sistematica e completa di tale sviluppo. Un libro, che intenda trattare in generale ed in particolare la soluzione di uno speciale problema e coordinarne gli aspetti storici e scientifici per giungere alla descrizione del suo stadio attuale, può essere scritto in forma organica soltanto un certo tempo dopo il raggiungimento di quella soluzione: esso verrà costruito sulla base dei molteplici scritti, separati per il tempo e per il luogo, dei vari studiosi che hanno contribuito alla conquista.

Una tale considerazione si addice in particolar modo alla televisione, la quale ha compiuto in quest'ultimo quinquennio sì grandi ed impensati passi, che i pochi libri già esistenti su di essa mostrano, allo studioso che voglia penetrare i suoi segreti, la loro attuale insufficienza.

Questa mancanza di testi aggiornati fa apparire vieppiù ricco di pregi il presente volume, anche se a prima vista esso possa sembrare non completamente organico nella trattazione e nella distribuzione della materia. Non è infatti opera di un solo autore, ma una raccolta di scritti di diversi studiosi, ognuno dei quali svolge, da specialista, un argomento particolare; inoltre esso limita la sua investigazione scientifica soltanto alla tecnica televisiva tedesca. Se per altro si tiene presente lo stadio molto progredito di questa e se si osserva che gli autori, i quali hanno cooperato alla compilazione del volume — compresovi il coordinatore, contributore egli stesso importantissimo — sono scelti fra i più famosi cultori della materia, si devono riconoscere i notevolissimi pregi del libro, in cui ogni principale problema tecnico inerente alla moderna televisione è trattato con piena competenza e con solida base scientifica.

Il volume non è per dilettanti, bensì per i già iniziati allo studio di questa nuova branca della scienza.

Esso si suddivide in otto capitoli, di altrettanti autori:

I - F. BANNEITZ: *Storia, sviluppo e stato attuale della televisione.*
II - F. SCHROETER: *Basi fisiche, possibilità e limiti della televisione.*
III - R. MOELLER: *Analizzatori meccanici e sincronismo.*
IV - E. BRUECHE: *Ottica elettronica geometrica.*
V - M. KNOLL: *Il tubo a raggi catodici nella tecnica televisiva.*
VI - W. BUSCHBECK: *Il trasmettitore di televisione.*
VII - M. VON ARDENNE: *Il ricevitore di televisione.*
VIII - A. KAROLUS: *Il problema della televisione su grande schermo.*

Ogni argomento è trattato a fondo, anche se brevemente, sia negli aspetti generali, sia in quelli particolari strettamente connessi alle nuove funzioni che la fotoelettricità, la radiotecnica, il classico tubo di Braun ed i tubi elettronici sono chiamati ad assolvere nel campo della tecnica televisiva. Ne risulta un vero e proprio testo della moderna televisione. Vi appaiono meritevoli di particolare rilievo il capitolo II, in cui vengono considerate e investigate le possibilità e le necessità della televisione in rapporto alle esigenze fisiologiche umane; il VI, in cui si trova lo studio scientifico di un radiotrasmettitore per televisione, con riferimento al nuovo problema della larga banda di modulazione; il VII, che riguarda i ricevitori di televisione e le loro particolari esigenze.

Il volume si presenta in veste tipografica ottima, ricco di schemi, di disegni e di richiami bibliografici.

C. P.

***

M. J. O. STRUTT. — *Moderne Mehrgitter-Elektronenröhren.* Erster Band: *Bau, Arbeitsweise, Eigenschaften.* — J. Springer, Berlin, 1937. — Un volume di VIII-131 pagine, con 128 figure. — Prezzo R. M. 12,60.

Nella maggior parte dei trattati riguardanti i tubi elettronici si studiano estesamente i triodi e le loro applicazioni e ci si limita ad accennare in modo più o meno rapido ai tubi con più di tre elettrodi.

Questo tipo di trattazione è in parte giustificato dal fatto che la teoria del funzionamento dei tubi più complessi si riallaccia a quella dei semplici triodi, ma ha come conseguenza che i primi vengono studiati assai meno profondamente di questi ultimi.

Se si pensa che in un radioricevitore moderno la maggioranza dei tubi è costituita da pentodi e da tubi ancor più complessi, e che anche nei trasmettitori si viene diffondendo l'uso di tetrodi e pentodi per potenze fino a qualche kilowatt, si è portati ad apprezzare vieppiù un'opera esclusivamente dedicata ai tubi moderni a più griglie, com'è quella di cui si commenta qui il primo volume.

L'autore cerca giustamente di rendere evidente il concetto che ha condotto al successivo sviluppo di tubi sempre più differenziati e con

funzioni sempre più complesse, e divide la trattazione di questo libro (dedicato ai tubi riceventi) in tre parti.

Nella prima si descrivono i tubi adatti all'amplificazione a radiofrequenza, la regolazione di questa, i fenomeni che intervengono a disturbarla e il comportamento dei tubi per le frequenze più alte (al disopra di qualche megahertz).

Nella seconda si studiano i tubi mescolatori, dei vari tipi: tetrodi e pentodi, esodi, ottodi. Definita la conduttanza di conversione, si esamina per ogni tipo il modo di calcolarla in base alle caratteristiche del tubo, e si indicano le condizioni di massima conduttanza di conversione e quelle per cui è minima l'influenza dei rumori dovuti ad agitazione termica ed a fluttuazioni nella corrente anodica. Si tratta indi con una certa estensione delle cause e dell'intensità dei fischi che possono aver origine negli stadi mescolatori.

La terza parte è dedicata ai tubi amplificatori a bassa frequenza e ad alcuni dei problemi connessi con la fedeltà dell'amplificazione.

L'opera, in parte riassunto di lavori originali dell'autore, deve considerarsi quale ottima base per lo studio dei radioricevitori: la sua utilità è grandemente accresciuta da una scelta bibliografia (di ben 227 voci in ordine alfabetico secondo i nomi d'autore), a cui sistematicamente si fa richiamo alla fine di ogni singolo paragrafo.

P. P.

***

M. J. O. STRUTT. — *Moderne Mehrgitter-Elektronenröhren.* Zweiter Band: *Elektrophysikalischen Grundlagen.* — J. Springer, Berlin, 1938. — Un volume di IV-143 pagine, con 98 figure. — Prezzo R. M. 13,50.

La prima parte di questo secondo volume (dal paragrafo 1 al paragrafo 8) è dedicata al calcolo delle caratteristiche statiche dei tubi elettronici, che viene derivato dai dati costruttivi per mezzo delle leggi dell'elettrodinamica.

Nella seconda parte (dal paragrafo 9 al paragrafo 15) si studia il complicato movimento degli elettroni nei tubi a molti elettrodi. La quantità della materia ha costretto a fare una scelta limitata degli argomenti, i quali vengono però trattati estesamente, col contributo di lavori originali, eseguiti in parte dall'autore nei laboratori Philips.

Particolarmente interessanti sono i paragrafi che trattano le ricerche sul movimento degli elettroni negli esodi, eptodi ed ottodi e quello sull'effetto del tempo di transito degli elettroni.

Nell'ultimo paragrafo vengono esaminati importanti problemi termici che si presentano nei tubi a molti elettrodi. Alla fine del libro è raccolta una bibliografia molto ricca sugli argomenti svolti.

Il volume non si può dire di lettura facile: come testo prevalentemente teorico, esige una buona preparazione matematica per essere seguito con profitto. Bisogna però avvertire che vi è curata una note-

vole chiarezza di esposizione, ond'esso sarà letto e consultato con vantaggio da chi desideri un'esatta conoscenza della materia.

G. G.

***

R. Keen. — *Wireless direction finding.* — Iliffe a. Sons, London, 1938. — Un volume di XI-803 pagine, con 757 figure, legato. — Prezzo 25 scellini.

L'autore avverte nella prefazione che si è attenuto ad una forma di esposizione prevalentemente descrittiva affinchè il libro possa servire non soltanto ad ingegneri e studenti, ma anche a radiotelegrafisti, installatori, piloti di aeronave e via dicendo. Occorre subito notare che non sembra che l'opera abbia sofferto di questa limitazione e l'esposizione dei fenomeni fisici e dei principi scientifici, sui quali si basano la radiogoniometria ed i sistemi di guida delle navi e dei velivoli per mezzo delle onde elettromagnetiche, appare vasta ed approfondita, anche se, per amore di semplicità e forse per non accrescere eccessivamente la mole già notevole del volume, si è rinunciato a darne le trattazioni analitiche. Si deve per altro tener presente che esse sono quasi tutte di dominio della radiotecnica generale e perciò il lettore già esperto di questa non ne avvertirà la mancanza.

Altrettanto efficace appare la parte di carattere applicativo, che tratta degli apparecchi che servono ad attuare i sistemi sopra accennati, ne insegna l'uso e il modo di installarli e correggerli, espone la procedura per eseguire i rilievi radiogoniometrici e ricorda gli elementi di astronomia nautica e di cartografia necessari per tali operazioni.

L'opera è di importanza notevole e conviene scorrerne per sommi capi il contenuto, suddiviso in 17 capitoli.

Dopo una breve introduzione storica (I) viene svolta elementarmente la teoria della propagazione delle onde elettromagnetiche, della riflessione di esse sugli strati superiori dell'atmosfera e delle relative conseguenze, delle varie possibili condizioni di polarizzazione; e si espongono i criteri per la scelta della frequenza di lavoro in relazione al tempo, alla stagione ed alla rotta osservata (II).

Richiamate le proprietà direttive di alcune specie di aerei (III), vengono particolarmente studiati l'aereo a telaio e gli apparati radiogoniometrici basati sull'uso di questo: e cioè apparecchi a telaio rotante (IV) e sistemi Bellini e Tosi a due telai ortogonali fissi (V). Di tutti si discutono le cause di errore e i provvedimenti atti a compensarle. Segue una diffusa trattazione di talune importanti anomalie di polarizzazione che si riscontrano nei servizi su onde medie e lunghe, come l'effetto notturno, la deviazione costiera, quella laterale e così via (VI); e si passa poi alla descrizione dei sistemi riceventi Adcock, ideati appunto per combattere la prima di esse (VII).

Esposte succintamente le nozioni più indispensabili di cartogra-

fia (VIII), vengono esaurientemente trattate tutte le questioni inerenti alla ubicazione, alla determinazione dell'orientamento, alla costruzione ed alla calibrazione delle stazioni fisse terrestri (IX). Un capitolo a parte (X) è dedicato all'uso delle onde corte, riservate finora prevalentemente alla ricerca scientifica e da qualche anno soltanto introdotte nei servizi commerciali, specialmente nelle zone tropicali. Il capitolo XI, anch'esso molto esteso, tratta della installazione e della calibrazione dei radiogoniometri a bordo delle navi; il XII dei radiofari sia per navigazione di lungo corso sia per rotta obbligata.

Descritte le installazioni a bordo di aeroplani (XIII), si espone la procedura per la richiesta dei rilievi radiogoniometrici alle stazioni fisse e per la esecuzione diretta di essi da parte delle stazioni mobili (XIV). Il capitolo XV, senza addentrarsi nei particolari costruttivi degl'impianti fissi, tratta dei sistemi ideati per l'avvicinamento e l'atterraggio alla cieca dei velivoli. Il penultimo capitolo (XVI) passa in rassegna alcuni apparati non ancora entrati nell'uso commerciale e l'ultimo (XVII) riporta le nozioni più indispensabili di astronomia nautica e campale cui occorre far riferimento nella costruzione e nell'esercizio delle stazioni radiogoniometriche.

Chiude il volume una ricca bibliografia, ove sono compresi quasi tutti i contributi più significativi apparsi nell'ultimo quarantennio. La veste tipografica è veramente ottima e le figure sono disegnate con grande chiarezza.

E. Cr.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Mostre nazionali della radio a Londra e a Parigi. — L'annuale mostra della radio all'Olympia di Londra, svoltasi fra il 24 agosto e il 3 settembre 1938, si potrebbe a ragione chiamare la mostra della televisione inglese, in quanto questa riempiva di sè buona parte dello spazio disponibile nei vari posteggi e attirava il maggior interesse del pubblico. Al visitatore l'esposizione presentava un quadro assai significativo del progresso non solo tecnico ma anche e sopra tutto commerciale e organizzativo della televisione in Inghilterra. Val pertanto la pena di rievocarne, sia pure in brevi parole, la genesi e la storia.

I primi passi furono mossi da Baird a partire dal 1923; come risultato di questi primi esperimenti nel 1925 fu già possibile la trasmissione di schizzi e ombreggiature, esplorate con mezzi meccanici. Nel 1926 fu la volta di vere figure, trasmesse a breve distanza. Finalmente nel 1929 la B. B. C. (« British Broadcasting Corporation ») concesse alla « Baird Television Ltd. » l'uso della sua trasmittente a onde medie di Londra per trasmissioni sperimentali, che avvenivano prima per la sola visione, e poi, nel 1930, con l'accompagnamento del suono. Esse avevano queste caratteristiche: immagini a 30 linee, e frequenza di 12,5 immagini al secondo. Malgrado questa limitata finezza le prove effettuate presentarono grande interesse per la B. B. C., la quale nell'anno 1932 metteva in opera un suo studio di televisione con apparecchi Baird. Negli anni successivi, grandi miglioramenti furono fatti per quanto riguarda la finezza dell'immagine, per cui presto società come la Cossor, la « Electric and Musical Industries », la Scophony e la Baird stessa, furono in grado di sperimentare sistemi di analisi a 120 linee.

A questo punto venne nominata una Commissione ufficiale che nel 1935, a chiusura delle sue indagini, stabilì che un servizio pubblico di televisione di elevata finezza era possibile, e anzi necessario; demandava la relativa responsabilità alla B. B. C., la quale doveva preparare una stazione emittente in Londra stessa. In questa, e prima di un regolare servizio, dovevano entrare in competizione due società, la Baird e la Marconi-E. M. I. le quali avrebbero radiodiffuso alternativamente i loro programmi servendosi ciascuna dei propri apparecchi. Come stazione fu scelto l'« Alexandra Palace », situato ad un'altezza di 100 m

sul mare; le lunghezze d'onda fissate furono di 6,7 m circa per la visione, e di 7,2 m per il suono. Le particolarità dei due sistemi erano:

Sistema Baird: 240 linee, 25 immagini al secondo, esplorazione consecutiva.

Sistema Marconi-E. M. I.: 405 linee, 25 immagini intrecciate al secondo, e quindi 50 quadri al secondo.

Il 2 novembre 1936 la stazione di « Alexandra Palace » fu ufficialmente inaugurata con un servizio giornaliero di due ore, e coi due sistemi in settimane alternate. Finalmente nel febbraio 1937 il sistema Marconi-E. M. I. fu definitivamente approvato e prescelto, e da allora ha funzionato senza alcun cambiamento.

Occorre notare a questo riguardo, a testimonianza dei progressi attuati anche nella ripresa delle scene negli studi che, mentre ancora nel 1933 gli attori dovevano essere investiti da fortissima luce e truccati violentemente solo in nero e blu, per ottenere in ricezione i dovuti chiaroscuri, nell'anno in corso i colori della truccatura e delle scene possono già essere scelti fra tutte le gradazioni del rosso, blu, arancione, marrone, grigio, e l'illuminazione è normale o quasi.

Il compendio di questi sforzi costanti e di questo lavoro di progressiva organizzazione lo si vide quest'anno nei suoi riflessi commerciali. Si è addirittura parlato del «varo» della televisione come giro d'affari, quanto mai promettente, nella zona metropolitana di Londra, per lo meno.

Con questo non si deve credere che i ricevitori televisivi abbiano già assunto una normalizzazione di progetto simile a quella che si può ormai notare negli usuali radioricevitori. Si stanno tentando ancora tutte le possibili permutazioni di tubi, e l'invariabile buon risultato finale è ancora raggiunto per vie diverse. Tutt'al più, si possono ricordare le seguenti tendenze, se di vere e proprie tendenze si può parlare: l'impiego, molto aumentato, di messa a fuoco e di deviazione del raggio catodico, fatte magneticamente, la maggiore utilizzazione di tubi oscilloscopici di ridottissime dimensioni (fino a 12 cm di diametro) e nel tempo stesso maggior uso di tubi da proiezione per televisione su grande schermo.

I vari ricevitori possono essere raggruppati in quattro classi a seconda che essi sono costituiti con tubo di proiezione per grande schermo o con tubo catodico di dimensioni grandi (fra 30 e 40 cm di diametro), o medie (20 ÷ 30 cm), o piccole (meno di 20 cm). I primi, servendosi di un tubo di proiezione estremamente brillante del diametro di 10-12 cm, con tensioni anodiche dell'ordine dei 20 000-25 000 V, consentono una buona visione su schermi generalmente dell'ordine di 50 cm × 45 cm.

Le ditte Baird, «La Voce del Padrone», Pye e Philips, hanno apparati di questo tipo. Le altre categorie sono rappresentate da molti modelli prodotti già da un anno, ma migliorati nei particolari. Da notare la tendenza a diminuire la lunghezza dei tubi oscilloscopici, per poterli adattare orizzontalmente nell'interno dei mobili di dimensioni ridotte. L'angolo di deviazione in questi tubi risulta molto grande, e la devia-

zione stessa è invariabilmente ottenuta con azioni elettromagnetiche. La figura 1 mostra la fotografia di uno di questi esemplari.

Nella varietà dei comandi per la deviazione del raggio e per la messa a fuoco, una particolare soluzione mista è stata presentata dalla Cossor che, per la messa a fuoco, adopera un magnete permanente, come prima regolazione eseguita mediante un anello scorrevole; essa è sussidiata da una tensione applicata ad un elettrodo di comando.

Si è notata inoltre una particolarità non comune applicata al ricevitore Tannoy, la quale consiste in un indicatore per richiamare l'at-

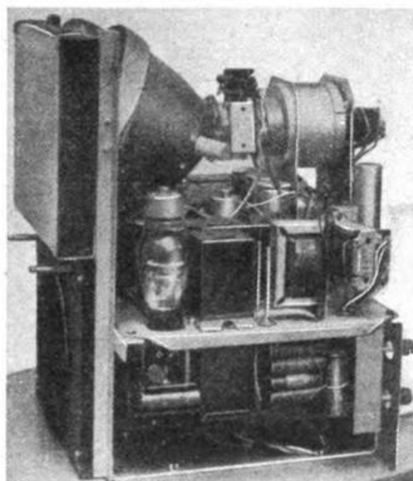


Fig. 1. — Ricevitore televisivo con tubo oscillografico « corto ».

tenzione all'apparecchio quando il segnale cessa. Se non si spegne l'apparecchio al finire del programma, si fa sentire un fischio a 6000 Hz.

Degni di particolare menzione sono i tipici ricevitori per grande schermo (60 cm × 50 cm) Ekco ed Ekco-Scophony, unici rappresentanti di sistemi ottici-meccanici per la produzione dell'immagine, e per la prima volta introdotti commercialmente. Il principio di funzionamento è basato su brevetti fondamentali che escludono dal ricevitore l'uso di tubi catodici e di alte tensioni. Per la formazione della linea vi è un piccolissimo poligono di acciaio il quale ruota a 30,375 giri al minuto, e per il quadro un tamburo a specchi. Come sorgente di luce vi è una lampada a mercurio di 300 W, la cui luce viene modulata da uno speciale dispositivo, consistente in una cellula piena di un liquido attraverso il quale passa la luce. Onde ultrasonore vengono prodotte nel liquido per mezzo di un quarzo oscillante, con effetti simili a quelli che si ottengono con un reticolo di diffrazione. Ciò consente

una proiezione simultanea di 200 elementi dell'immagine. Le variazioni nell'intensità dei raggi luminosi sono assicurate dal segnale in arrivo mediante variazione nell'ampiezza di vibrazione del quarzo. In tutto vi sono 39 tubi, il consumo è di 1 kW ed il prezzo di 22 000 lire circa.

Questo prezzo eccezionale per un ricevitore del tutto speciale, non deve far pensare che non siano stati già fatti sforzi notevolissimi ed ottenuti ottimi risultati sulla via di prezzi assolutamente accessibili, per i ricevitori più piccoli, anche se, naturalmente, la gamma dei prezzi per i vari tipi è ancora molto estesa. Riproduciamo in figura 2 due ricevitori, uno della Baird, l'altro dell'Invicta, i quali rappresentano abbastanza bene i due estremi della scala e sono venduti rispettivamente a 15 000 e a 2200 lire.



(*a*) (*b*)

Fig. 2. — Due modelli di ricevitori televisivi:
a - T 19 della Baird (l'altezza del mobile è di 1,05 m);
b - TL 4 dell'Invicta (l'altezza del mobile è di 0,40 m).

Nel campo dei ricevitori non si è avuto alcun cambiamento di carattere fondamentale. Si possono registrare tutt'al più il sempre maggior disuso in cui sono caduti i dispositivi per ottenere una selettività variabile, probabilmente per la difficoltà di persuadere il pubblico non tecnico a servirsene correttamente; l'aumento degli apparecchi muniti di comando automatico di frequenza, come conseguenza del comando di sintonia a pulsanti; una prevalenza, fra i due sistemi generalmente adottati a tal fine, del sistema ben noto ad un solo trasformatore di

media frequenza, accordato sull'esatta frequenza intermedia e alimentante con questa i due diodi del cosiddetto « discriminatore » (1); e infine la tendenza generale alla sostituzione del pentodo finale con un tetrodo a fascio, tendenza questa affermatasi già prima in Italia.

Per contrapposto, grandiosi e generali sono i progressi nella soluzione dei problemi inerenti all'introduzione del comando di sintonia a pulsanti (*press-button*). Malgrado la grande varietà dei tipi rappresentati, essi si possono in definitiva raggruppare in tre classi: quelli utilizzanti uno spostamento meccanico manuale dei condensatori di sintonia; quelli con circuiti elettrici separati presintonizzati; quelli in cui il movimento del condensatore d'accordo avviene per mezzo di un motore elettrico.

Poco si può dire sui sistemi puramente meccanici già esposti all'ultima mostra della radio di Milano. È bene ricordare una delle soluzioni più geniali, se non più semplici: quella della Philips, la quale consiste nell'evitare la trasformazione di un movimento lineare, quale è quello del pulsante, in un movimento rotativo. Ciò è ottenuto mediante l'uso di speciali condensatori costruiti con due nastri di ottone avvolti a spirale e ben centrati, di cui uno entra più o meno nell'altro. I necessari condensatori sono collocati lungo un unico asse al quale sono attaccate le spirali mobili; l'asse stesso è fissato per una estremità ad una piastra su cui si esercita l'azione del pulsante. Questo, entrando in contatto con la piastra, ne rimane prigioniero, e contemporaneamente libera il tasto abbassato in precedenza, che è respinto indietro da una molla. Sistemi di tal genere sono adottati nella maggior parte dei modelli presentati.

Il comando a pulsanti della seconda categoria è usato generalmente nei modelli di minor costo. Gli inconvenienti a cui porre riparo erano, per questa categoria, principalmente due: l'instabilità dell'allineamento per variazioni di temperatura (inconveniente ridotto coi materiali più recenti, ma non soppresso interamente, almeno per quanto riguarda i condensatori semifissi), e la necessità di dover porre il commutatore d'onda sul campo esatto prima di mettere in parallelo alle induttanze le capacità prestabilite, mediante il pulsante. Per ovviare ad entrambe queste difficoltà vengono acquistando diffusione sempre maggiore i sistemi di accordo nei quali s'inseriscono induttanze diverse in parallelo a capacità fisse invece che capacità diverse in parallelo a induttanze fisse. Codeste induttanze sono a nucleo, spostabile dall'esterno, di polveri ferromagnetiche. La regolabilità è tale che ogni bobina copre un suo proprio campo d'onda abbastanza largo, di modo che esiste sempre un pulsante che dà la possibilità di prescegliere una stazione in qualsiasi campo d'onda. In uno dei migliori modelli, sotto una piastrina di protezione sul fronte del ricevitore e in corrispondenza di ogni pulsante, appare la relativa vite di regolazione del nucleo, con una tabellina in

(1) E. Severini: Controllo automatico di frequenza nei radioricevitori - R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, III, p. 135.

cui è tarato il campo d'onda coperto da quel nucleo in funzione dei giri della vite stessa. In altro modello dello stesso genere, della società Pye, sono comandati da pulsanti persino il tono, la selettività e l'espansione di volume.

Nei modelli di maggior pregio vengono invece generalmente usati pulsanti applicati ad un motore elettrico. L'albero dei condensatori variabili viene fatto ruotare direttamente dal motore; questo è del tipo

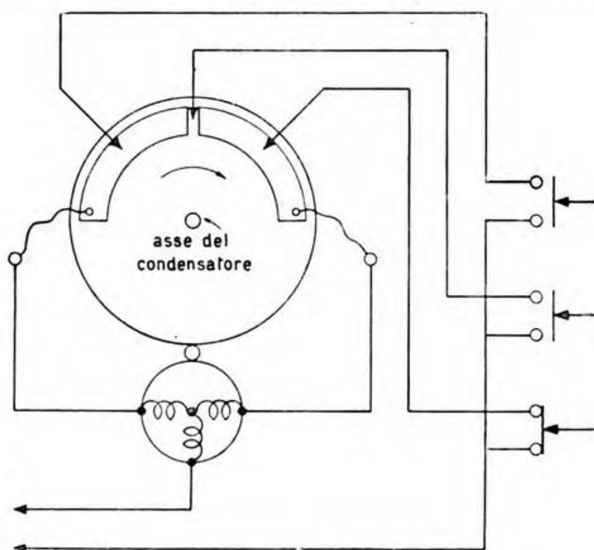


Fig. 3. — Schema delle connessioni elettriche in un disco selettore per sintonia a mezzo di motore.

ad induzione reversibile, ed è per lo più appositamente sovraccaricato per ottenere una forte coppia di spunto, e protetto con un interruttore termico. Un commutatore con una strettissima scanalatura isolante ruota insieme con l'asse dei condensatori variabili, e arresta la rotazione quando un contatto a spazzola raggiunge la scanalatura. Un dispositivo a frizione impedisce che, per inerzia del rotore, il punto di arresto sia sorpassato: così pure un movimento lungo l'asse, che è consentito al rotore, è utilizzato per stabilire un contatto che rende silenzioso il ricevitore per tutto il tempo del funzionamento del motore. Il commutatore o disco selettore porta due piastre di contatto connesse agli avvolgimenti dei poli, così che il senso della rotazione è stabilito dalla posizione della spazzola della stazione scelta verso la scanalatura isolante, la quale automaticamente si dirige verso la spazzola corrispondente alla stazione che è posta in circuito dal pulsante.

È questo un pratico miglioramento rispetto ai motori esposti l'anno prima, in cui la reversibilità della rotazione non si otteneva che al fondo

della corsa dei variabili mediante un'opportuna inversione di corrente. Vien dato nella figura 3 lo schema delle connessioni del disco selettore.

La Philips si discosta dalla soluzione del tipo sopra descritto in un suo recentissimo modello di gran pregio (fig. 4), in quanto l'arresto del motore in corrispondenza della stazione voluta avviene meccanicamente in questo modo. Esistono otto tamburi (corrispondenti a otto stazioni differenti e a otto pulsanti); essi sono accoppiati per mezzo di ruote dentate *H* all'asse dei condensatori variabili, e sono muniti lungo tutta

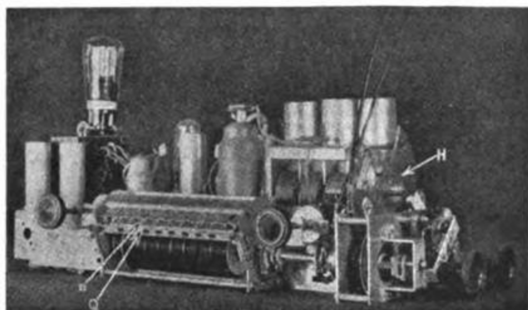


Fig. 4. — Ricevitore Philips con dispositivo di sintonia a pulsanti e motore elettrico.

la superficie laterale cilindrica di una gola a spirale di cinque passi. Entro di questa può scorrere un puntale *Q* quando sia stato spinto dal relativo pulsante *n*; però esattamente a metà della gola si trova un foro entro cui il puntale va ad adagiarsi. La discesa del puntale determina l'interruzione del circuito elettrico del motore, che avviene perchè un movimento appropriato è trasmesso dal puntale stesso ad un commutatore speciale posto ad una estremità dell'apparecchio. Questo modello, che è pieno di ritrovati assai ingegnosi, è stato già descritto (²).

I costruttori non sembrano ancora d'accordo sull'opportunità o meno di corredare la sintonia a motore di un qualche sistema di comando automatico di frequenza. Nel modello sopra descritto, la Philips, a ragione della grande demoltiplica adottata fra i giri del motore e il movimento dei condensatori variabili, ne fa a meno. Molti altri costruttori tuttavia pensano che la sintonia possa essere raggiunta dal motore soltanto entro i limiti in cui entra in azione un buon comando automatico di frequenza, il quale perciò viene aggiunto nei loro modelli. Così fa per esempio la Murphy, in un modello nel quale la scelta delle stazioni può avvenire sulla gamma delle onde lunghe, medie e corte; ma il comando automatico di frequenza funziona soltanto per le prime due

(²) Rev. techn. Philips, 1938, III, p. 257.

gamme, e non per quella delle onde corte, per la quale rimane libero un tubo, che viene impiegato per un doppio cambiamento di frequenza. Per ogni gamma uno speciale dispositivo a feritoie fa apparire soltanto le stazioni scelte appartenenti a quella gamma, in modo che l'utente non possa trovarsi su di una gamma e premere un pulsante di una stazione appartenente a gamma diversa. L'inconveniente, ritenuto grave, di dover pensare alla gamma prima di azionare un pulsante, ha indotto alcuni costruttori a rendere meccanico, anche sotto questo aspetto, il ricevitore. Col sistema adottato dalla R. G. D. (« Radio Gramophone Development Company »), per esempio, due motori vengono simulta-

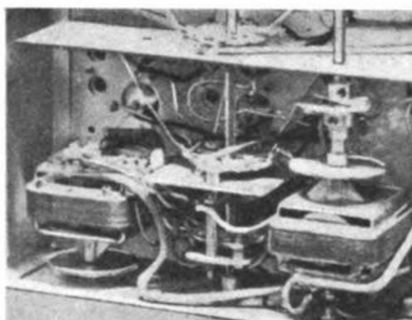


Fig. 5. — Motori separati per la sintonia e per il cambio d'onda in un ricevitore R. G. D.

neamente messi in opera da ogni pulsante, e insieme cercano uno la giusta gamma, l'altro il punto d'accordo. La figura 5 rappresenta la fotografia dei due motori. In un modello della Ekco è invece un motore solo che compie prima un'operazione e poi l'altra; la pressione sul pulsante sposta dapprima l'accoppiamento meccanico del motore su di un disco selettore separato di cambio d'onda; azionato questo, il motore ritorna a lavorare sull'asse dei variabili.

Prima di lasciare l'argomento della sintonia a pulsante è opportuno ricordare la rivendicazione di priorità fatta dalla ditta Kolster, che esponeva un modello rudimentale a motore, già manovrato a pulsanti, e creato da dieci anni.

Una menzione merita ancora una categoria di ricevitori che si affaccia all'orizzonte, per ora ancora timidamente: parliamo dei ricevitori con comando a distanza, senza interposizione di fili fra scatola di comando e ricevitore. In assenza di un modello Philco già provvisto di un simile dispositivo, tale categoria era rappresentata da un modello della Regentone, il cui comando a distanza era costituito da un così detto trasmettitore ad impulso sincronizzato; esso sovrappone sulla rete un segnale a bassa frequenza, distinto per ogni stazione, il quale aziona il rispettivo relè sul ricevitore, che, mediante il motore, viene portato in sintonia.

Circa la sezione degli strumenti di misura e delle parti staccate è bene osservare subito che in questo campo l'industria italiana può sostenere ottimamente il confronto con quella delle altre nazioni. Sono stati attuati oscillatori per l'ispezione oscillografica delle curve di selettività, che erano già stati proposti in Italia come conseguenza abbastanza diretta dei moderni sistemi di comando automatico di frequenza: in questi oscillatori (costruiti dalla Cossor e dalla Mullard) la radiofrequenza base viene ritmicamente variata di $\pm$ 15 kHz con sistemi puramente elettronici, agendo, crediamo, sulla polarizzazione del tubo che è posto in parallelo al circuito oscillatorio principale, e che ha la funzione di induttanza o capacità di entità variabile, come nei circuiti per il comando automatico di frequenza.

Veramente notevole lo stallo della Marconi-Ekco, che presentava tutta una schiera di apparecchi di nuova costruzione, stile « General Radio »: monitori di modulazione e di trasmissione, misuratori di rumore e di distorsione, e in particolare un bellissimo « audiografo », apparecchio registratore delle curve di fedeltà degli amplificatori e degli altoparlanti. Esso comprende un oscillatore a battimenti di frequenza continuamente variabile, un tamburo rotante e la penna scrivente; le variazioni permesse durante la registrazione sono di 40 dB, per un campo di frequenza compreso fra 30 e 12 000 Hz.

Dopo quanto si è detto sulla mostra dell'Olympia, non rimane molto da aggiungere circa quella di Parigi. Fra le novità, si può citare una interessante apparecchiatura presentata dalla Radiophon chiamata « phasmajector » che è una trasmittente televisiva in miniatura a immagine fissa, la quale permette il comando dei ricevitori di televisione indipendentemente dal vero trasmettitore, oppure la regolazione di quest'ultimo, e che inoltre, combinata con un opportuno oscilloscopio, consente un'eventuale facile dimostrazione visiva dei principi fisici della televisione per quanto riguarda, per esempio, il numero di linee, l'intrecciatura di queste, le bande passanti, la definizione del punto luminoso, e così via.

Non sarà ora priva d'interesse una rapida e forzatamente incompleta rassegna delle novità nel campo dei tubi esposti in entrambe le mostre. Fra marche principali e sottomarche, e con la pleiade delle nuove denominazioni, non è facile raccapezzarsi; tuttavia, per i tubi dei normali ricevitori, diremo, senza fare troppe citazioni, che la costruzione europea si orienta sempre più verso la nuova via detta della « cinematica elettronica ».

I tubi delle nuove serie costruiti secondo questa tecnica si possono dividere in due gruppi:

1) tubi a percorso elettronico obbligato;
2) tubi a emissione elettronica convogliata.

I primi sono quelli in cui gli elettroni partono da ogni punto del catodo con traiettoria normale; tuttavia sono in seguito concentrati in tanti strati normali al catodo per effetto della disposizione costrut-

tiva delle spire delle varie griglie. Tale è il caso del tubo amplificatore ad alta frequenza Philips EF8, i cui elettrodi hanno la disposizione di figura 6. Gli elettroni, dopo aver passata la griglia di comando G_1, prima di arrivare all'altezza della griglia schermo G_3 subiscono una deviazione per effetto della griglia G_2 e una successiva concentrazione verso la metà della distanza fra due spire successive della griglia schermo. La corrente di quest'ultima diminuisce fortemente, con grande riduzione del soffio sulle onde corte, che la teoria indica dovuto in gran parte alla suddetta corrente. Col tubo EF8 la corrente di schermo è ridotta a 0,28 mA mentre che con l'EF5 è di 2,6 mA, e oltre all'assenza del soffio sulle onde corte, si ottiene una transmodulazione cinque volte più debole che con qualsiasi altro tubo amplificatore a pendenza variabile.

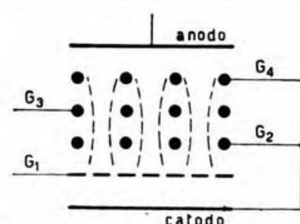


Fig. 6. — Disposizione degli elettrodi del tubo Philips EF8.

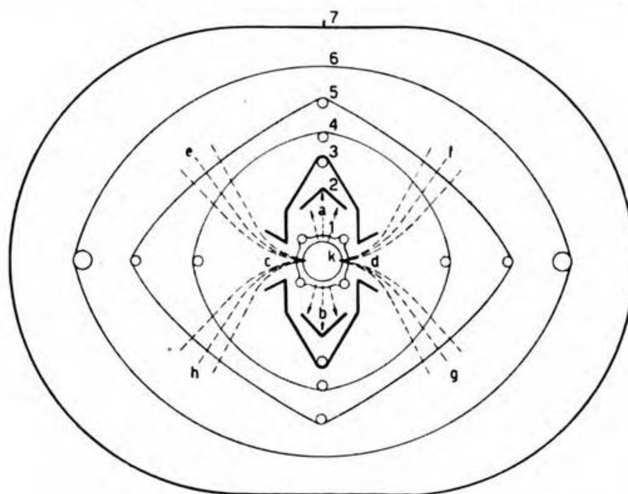


Fig. 7. — Disposizione degli elettrodi del tubo Philips EK3: *k* - catodo; 1 - griglia oscillatrice; 2 - anodo oscillatore; 3 - schermo; 4 - griglia di comando; 5 - griglia schermo; 6 - griglia di soppressione; 7 - anodo.

Il tubo più caratteristico del secondo gruppo è l'ottodo a sei fasci EK3. In esso l'emissione elettronica è già, fin dalla partenza del catodo, convogliata in tanti fasci; lo schema degli elettrodi e il percorso degli elettroni dell'ottodo EK3 sono quelli rappresentati in figura 7; siccome il tubo è già stato descritto (3), si aggiunge qui soltanto che il suo funziona-

(3) Rev. techn. Philips, 1938, III, p. 271.

mento è fondato su di una tripla concentrazione elettronica. La prima è quella destinata all'elemento oscillatore ed è ottenuta per azione dei campi delle griglie 1 e 2 (fasci *a* e *b*). La seconda concentrazione è provocata dalle griglie 1 e 3 (fasci *c* e *d*), la terza dalle griglie 3, 4 e 5, il cui compito è di raggruppare gli elettroni in quattro fasci *e*, *f*, *g*, *h*, intorno alla griglia di comando.

Con questa disposizione si ottiene il ben noto vantaggio dell'indipendenza della parte oscillatrice dalla parte modulatrice; per di più ogni elettrone uscito dalle aperture della griglia 3 non può più tornare indietro, come invece avviene nei tubi mescolatori normali in cui molti elettroni prima di essere catturati dall'anodo oscillatore possono oltrepassarlo e fare quindi un percorso più lungo. Risulta da questo fatto un certo ritardo nell'oscillazione locale, per le onde corte, che si attribuisce al percorso degli elettroni e che perciò si chiama « angolo di percorso φ » e si esprime in gradi. Ne consegue una debole amplificazione, poichè si dimostra che questa amplificazione è funzione del cos φ. Nell'ottodo a fasci l'angolo φ è fortemente ridotto (a 30 MHz è di 12° invece che di 70° come nei tubi soliti) e l'amplificazione risulta quindi molto forte.

Nel campo dei tubi propri alla tecnica televisiva, sono stati presentati i primi esemplari di un tubo molto interessante, ad amplificazione per emissione secondaria. L'attuazione di tubi del genere incontra gravi difficoltà. Infatti se si riunissero in un'unica ampolla e con l'usuale disposizione un catodo incandescente e una superficie a forte potere emissivo secondario, quest'ultima verrebbe ben presto deteriorata dalle sostanze evaporate dal catodo (bario, ossido di bario). Nei tubi moltiplicatori per televisione, la coesistenza di un fotocatodo e di catodi ad emissione secondaria, determina una difficoltà dello stesso ordine: infatti un elevato potere emissivo secondario impone alla superficie condizioni ben differenti da una grande sensibilità fotoelettrica. Perciò sarebbe conveniente fare i rispettivi elettrodi con sostanze differenti; tuttavia esse si influenzerebbero dannosamente fra loro durante la preparazione del tubo. La difficoltà è stata risolta in modo soddisfacente impiegando superfici della medesima specie, che tuttavia adempiono ugualmente bene alle due funzioni: gli elettrodi sono d'argento ricoperto da ossido di cesio e da cesio assorbito. Verrebbe perciò l'idea di ricoprire con una sostanza analoga sia il catodo incandescente sia la placca di un tubo ordinario, ma non ne è stata trovata alcuna che adempisse parimenti alle funzioni di emissione principale dal catodo e di emissione secondaria dalla placca.

Si è allora utilizzata l'osservazione che nel vuoto spinto le molecole vaporizzate si muovono in linea retta, e si è creato un nuovo tubo, chiamato dalla Philips 4696 e dalla Mullard EE50, in cui la placca ad emissione secondaria è fuori dalla « vista » del catodo. Gli elettroni primari sono portati sulla placca secondo un percorso curvilineo, ottenuto con deviazioni e concentrazioni puramente elettrostatiche mediante

elettrodi interni: sistema preferibile in questo caso all'uso di campi magnetici prodotti all'esterno del tubo.

Nella figura 8 è rappresentata la sezione trasversale del nuovo tubo: 1 è il catodo; 2 la griglia di comando; 3 la griglia schermo. Gli elettroni primari, passato lo schermo 3, vengono riflessi dalla parete curva 4, equipotenziale col catodo, e concentrati sulla placca ad emissione secondaria 5. Gli elettroni secondari, attirati dalla griglia 6 equipotenziale con l'anodo 7, si dirigono su quest'ultimo. I vapori emessi dal catodo non possono giungere alla placca ad emissione secondaria, perchè vengono intercettati dallo schermo che si trova rappresentato al centro della figura.

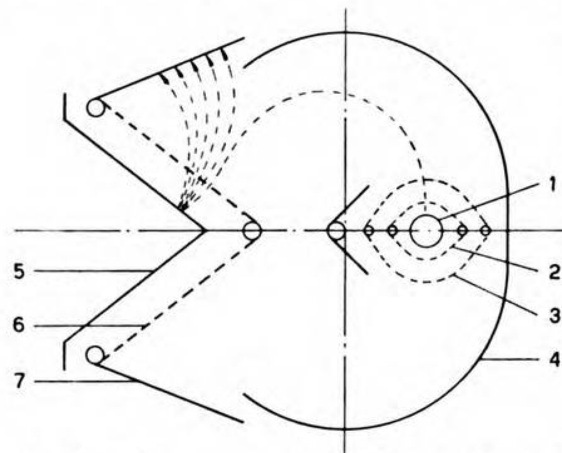


Fig. 8. — Disposizione degli elettrodi del nuovo tubo amplificatore ad emissione secondaria.

Il grande vantaggio di questo tubo è che — siccome ogni elettrone primario ne produce cinque secondari — oltre alla corrente anodica, anche la pendenza dI_a/dV_g viene moltiplicata per il fattore 5, come un piccolo calcolo basta a dimostrare. Questa notevole pendenza è molto desiderabile sopra tutto nel caso in cui l'impedenza del circuito anodico sia per forza molto bassa, come sarebbe per l'amplificazione di larghe bande di frequenza in televisione.

E. Se.

***

Corso di perfezionamento per specialisti in Radiocomunicazioni. — Si è iniziato l'anno accademico 1938-39 della Scuola post-universitaria di perfezionamento per specialisti in Radiocomunicazioni, annessa all'Istituto Fisico « Augusto Righi » della R. Università di Bologna e diretta dal prof. Q. Majorana.

Alla Scuola possono iscriversi i laureati in fisica, fisica matematica e ingegneria. Il corso ha la durata di due anni, al termine dei quali, superati gli esami speciali nelle varie discipline e in seguito a discussione di una memoria su di una ricerca personale del candidato avente carat-

tere di originalità, verrà rilasciato un certificato di « specialista in radiocomunicazioni », valevole a tutti gli effetti di legge.

Gli insegnamenti impartiti sono i seguenti:

a) Corsi del 1° anno:
Complementi di elettrotecnica (prof. G. Someda);
Propagazione delle onde elettromagnetiche (prof. D. Graffi);
Radiotecnica generale (*1ª parte*) (prof. V. Gori);
Misure radiotecniche (prof. G. Someda);
Esercitazioni di radiotecnica.

b) Corsi del 2° anno:
Radiotecnica generale (*2ª parte*) (prof. V. Gori);
Fotoelettricità e televisione (prof. Q. Majorana);
Tubi elettronici (prof. C. Matteini);
Radioricevitori (prof. C. Matteini);
Radiotrasmettitori (prof. V. Gori).

A ciascuno di tali insegnamenti corrisponde un esame speciale tranne che per le Esercitazioni di radiotecnica.

Gli iscritti alla Scuola sono tenuti al pagamento della tassa di immatricolazione, della tassa annuale di iscrizione e delle sopratasse di esame dovute per la Facoltà di Scienze, oltre ad un contributo annuo di laboratorio, da versare presso la Cassa di Risparmio di Bologna (Piazza Nettuno, 3). Essi godono delle stesse facilitazioni ferroviarie concesse agli studenti universitari.

Il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha messo a concorso tre borse di studio da L. 5000 e cinque da L. 3000 alle quali possono aspirare gli iscritti alla Scuola che ne facciano domanda al Comitato per la Radiotelegrafia e le Telecomunicazioni.

Per ulteriori notizie ci si rivolga alla Direzione della Scuola (Istituto Fisico « A. Righi », via Irnerio, 46) o alla Segreteria universitaria.

Re.

***

Borse di studio del C. N. R. per allievi ricercatori elettrotecnici. — Il Comitato per l'Ingegneria (Reparto Elettrotecnico) del C. N. R. mette a concorso tre borse di studio per allievi ricercatori, che intendano avviarsi al lavoro sperimentale nel campo dell'elettrotecnica in un laboratorio universitario italiano.

Le proposte di assegnazione delle borse, in carta libera, debbono essere formulate ciascuna da un Direttore di laboratorio universitario od equiparato (di elettrotecnica o di scienze affini) ed inviate alla Segreteria del Comitato per l'Ingegneria del C. N. R. (Roma, Piazzale delle Scienze, Palazzo del C. N. R.) entro il 31 gennaio 1939-XVII. Nella proposta il Direttore di laboratorio indica il nome dell'allievo ricercatore, a cui la borsa dovrebbe concedersi, i suoi titoli di studio, la data

da cui l'assegnazione dovrebbe decorrere e l'indirizzo di massima del lavoro da intraprendere.

La concessione della borsa comporta la liquidazione di lire 540 lorde mensili, da effettuarsi a favore dell'assegnatario fino ad un massimo complessivo di lire 5400 (durata della borsa 10 mesi), oltre ad un premio di lire 1000 da concedersi al termine del periodo di 10 mesi, se impiegato dall'assegnatario in modo ben rispondente ai fini della borsa.

La liquidazione avviene per bimestri posticipati in seguito a dichiarazione favorevole del Direttore di laboratorio proponente. Essa è subordinata altresì alla dichiarazione, da parte dell'assegnatario, di non percepire per nessun titolo altri compensi e di dedicare la propria attività professionale esclusivamente al lavoro di ricerca.

La liquidazione dell'assegno cessa, anche prima del termine di 10 mesi, se per qualunque motivo cessano di essere soddisfatte le condizioni predette, o se l'assegnatario vi rinuncia, o se il Direttore ne fa proposta per insufficienza di attitudini o di buona volontà, dimostrata dall'allievo.

Sull'assegnazione delle borse deciderà entro il febbraio 1939-XVII il Comitato per l'Ingegneria del C. N. R.

Re.

***

Convegno di matematica applicata. — Sotto gli auspici del Comitato per la Fisica e la Matematica Applicata, del Consiglio Nazionale delle Ricerche, nei giorni 23, 24, 25 febbraio 1939-XVII si terrà in Roma, presso l'Istituto Matematico della R. Università (Città Universitaria), un Convegno di matematica applicata. Le relazioni sono così distribuite:

Giovedì 23 febbraio (ore 17 30):

E. Persico (della R. Università di Torino): *L'idea di probabilità nella fisica classica.*

G. Vick (della R. Università di Palermo): *L'idea di probabilità nella fisica dei quanti.*

Venerdì 24 febbraio (ore 17 30):

E. Pistolesi (della R. Università di Pisa): *Omogeneità, similitudine, modelli: fondamenti teorici.*

A. Eula (della Direzione Generale Studi ed Esperienze di Guidonia): *Omogeneità, similitudine, modelli: verifiche sperimentali.*

Sabato 25 febbraio (ore 16 30):

A. Ghizzetti (del R. Politecnico di Torino): *Il calcolo degli operatori nello studio dei problemi tecnici.*

G. Krall (della R. Università di Napoli): *Regolazione delle turbine e onde nelle condotte. Vibrazioni degli aeroplani in volo.*

Sono invitati ad intervenire quanti possano avervi interesse.

Re.

Vol. VIII - N. 1 Gennaio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. VIII - N. 1 Gennaio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VIII - N. 1 Gennaio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Ing. R. San Nicolò, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. VIII - N. 2 (PUBBLICAZIONE MENSILE) FEBBRAIO 1939-XVII

ALTA FREQUENZA



RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VIII - 2 FEB. 1939

VOL. VIII FEBBRAIO 1939-XVII N. 2

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. VIII Febbraio 1939-XVII N. 2

ALTA FREQUENZA



Acustica di sale.

La eliminazione degli echi da una sala è una delle più annose questioni dell'acustica architettonica. È ben conosciuto il metodo grafico geometrico per la determinazione, in sede di progetto, dell'eventuale presenza di echi e ben note sono pure le sue notevoli limitazioni. Meno conosciuto, e fino ad oggi poco utilizzato, il rilievo sperimentale — riconducibile dal punto di vista dello schema logico al metodo grafico geometrico — per la correzione di una sala acusticamente difettosa.

Tale procedimento meriterebbe al contrario di essere più adoperato, poichè i servigi che può rendere, specialmente in grandi ambienti, sono davvero notevoli. Qui infatti la considerazione del tempo di riverberazione perde molto del suo valore, a causa dell'influenza decisiva e preponderante — sull'acustica della sala — dell'onda diretta in paragone con quella delle onde riflesse, e perchè in queste sale, per qualsivoglia natura del rivestimento delle pareti, la presenza di echi è ovviamente più probabile, che non in locali di piccole dimensioni.

Come si mostra nello studio dell'ingegnere TORELLI, che pubblichiamo in questo fascicolo, il rilievo sperimentale degli echi, del resto molto semplice dal punto di vista dell'apparecchiatura, consente di determinare con buona precisione e con notevole rapidità gli elementi della sala responsabili del disturbo. Il metodo è reso poi particolarmente interessante dall'uso di nuovi apparecchi elettroacustici, quali gli altoparlanti ed i microfoni direttivi, con cui la separazione dei vari echi risulta particolarmente agevolata.

Acustica di studi e auditori.

Un altro problema di acustica architettonica, che fino a qualche anno fa non si era presentato, ma che assume ormai notevolissima importanza, è quello che riguarda le caratteristiche degli auditori per radiodiffusione e per ripresa sonora.

Anzi, per certi aspetti, l'acustica di questi locali è per l'architetto ancor più impegnativa, che non quella di una sala o di un teatro. Manca infatti nella trasmissione radiofonica la stereofonia, ed è quindi difficile rendere percepibile la sensazione spaziale dei suoni; dato che la trasmissione stessa avviene con un solo canale, e che l'audizione che ne consegue è quella che si avrebbe effettuando l'ascolto diretto con un orecchio soltanto. In tale stato di cose un giusto tempo di riverberazione dell'ambiente, nel quale si effettua la ripresa sonora, riveste importanza fondamentale.

Insieme con la scelta accurata del valore ottimo di codesto tempo in rapporto al volume della sala e al genere di riproduzione, è soprattutto da considerare un altro elemento, al quale per il passato si era dato poco rilievo: il modo di variare del tempo ottimo a seconda della frequenza. Deduzioni teoriche del valore preferibile, appoggiate a considerazioni di natura fisiologica e di sensibilità musicale ormai abbastanza ben verificate, permettono di precisare la caratteristica di frequenza del tempo ottimo di riverberazione di un auditorio radiofonico. Ne risultano definite le proprietà che debbono avere i materiali acustici assorbenti, da adoperare per il rivestimento delle pareti.

Dai grafici riportati nell'articolo dell'ingegnere GIGLI appaiono chiare le differenze fra le caratteristiche dell'assorbente ideale, con cui si soddisferebbero appieno le condizioni derivanti dal voler conseguire un tempo ottimo di riverberazione, e quelle reali dei materiali acustici assorbenti. Tali differenze sono tuttora notevoli per le basse frequenze, ma l'esempio pratico, riferito per esteso nell'articolo stesso, mostra come si possano fare combinazioni di materiali diversi, tali da assicurare un conseguimento soddisfacente delle condizioni acustiche desiderate.

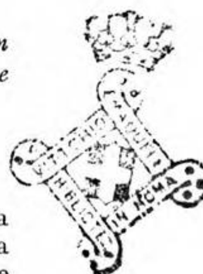
L'esperienza di laboratorio ha fatto conoscere il coefficiente di assorbimento di quasi tutti i più importanti materiali acustici assorbenti italiani, ma non è evidentemente possibile constatare in laboratorio in quale misura le previsioni sul modo di comportarsi di un certo rivestimento siano poi verificate in pratica. Non resta a questo riguardo se non augurarsi che gli architetti, i quali possono avere occasione di effettuare costruzioni di auditori radiofonici, vogliano far conoscere i risultati ottenuti; il che sarebbe veramente prezioso.

È infine degno di particolare segnalazione, e sarà motivo di compiacimento per quanti anche presso di noi s'interessano a questi problemi, il fatto che il confronto tra le caratteristiche dei materiali italiani e quelle dei materiali simili stranieri ha dato risultati tali da far porre gli assorbenti acustici italiani sullo stesso piano dei migliori di provenienza estera.

LA REDAZIONE.

CONTRIBUTO AL RILIEVO ELETTRICO DEGLI ECHI

SANDRO TORELLI



Si descrive un metodo per il rilievo degli echi di una sala e si mette in evidenza l'opportunità di usare trasduttori elettroacustici aventi carattere direttivo per la più facile e sicura interpretazione dei risultati.

1. - Introduzione.

Le condizioni da soddisfare per avere in una sala una buona acustica sono: assenza di echi, giusto tempo di riverberazione, intensità sonora sufficiente in ogni punto ad una chiara e netta audizione senza differenze troppo sentite fra la cima ed il fondo della sala (¹).

Un giusto ed equilibrato soddisfacimento di queste esigenze è soprattutto necessario nelle sale per conferenze e riunioni; per una buona intelligibilità si richiede infatti completa assenza d'echi, tempo di riverberazione tale da conservare brillantezza alla parola senza tuttavia produrre un legamento esagerato delle sillabe tra loro. L'assorbimento deve quindi essere contenuto entro giusti limiti, tenendo conto che un assorbimento eccessivo, mentre elimina gli echi, riduce l'intensità sonora nella sala in maniera pressochè intollerabile. Si deve infatti osservare che in un cinematografo, dove si ha sempre musica riprodotta, che contiene già il tempo di riverberazione della registrazione, si può fare l'assorbimento della sala molto notevole, anche perchè la potenza sonora si può aumentare, entro certi limiti, a piacere. Nel caso invece di una sala per conferenze la potenza sonora è quella messa in gioco dall'oratore e la sua regolazione sfugge quindi evidentemente all'ingegnere ed all'architetto progettisti. Si deve anche notare che nei punti più distanti della sala, dove cioè il suono diretto giunge nettamente attenuato, le riflessioni immediatamente susseguenti sono utili in quanto contribuiscono a dare una percezione sonora maggiore. L'orecchio infatti non è in grado di apprezzare differenze di percorso inferiori, a seconda della frequenza, a 20 ÷ 40 millisecondi (²).

(¹) A. GIGLI: Metodi elettrici per lo studio acustico delle sale - R. C. XLIII Riunione A. E. I., 1938, III, n. 238.
(²) W. BUERCK, P. KOTOWSKI e H. LICHTE: E. N. T., 1935, XII, p. 355.

Si può concludere che la condizione essenziale per il conseguimento di una buona intelligibilità è che l'onda diretta prevalga nettamente sulle onde riflesse.

Ad effettuare questa verifica non è in genere sufficiente la misura del tempo di riverberazione, come non è sufficiente ad individuare le

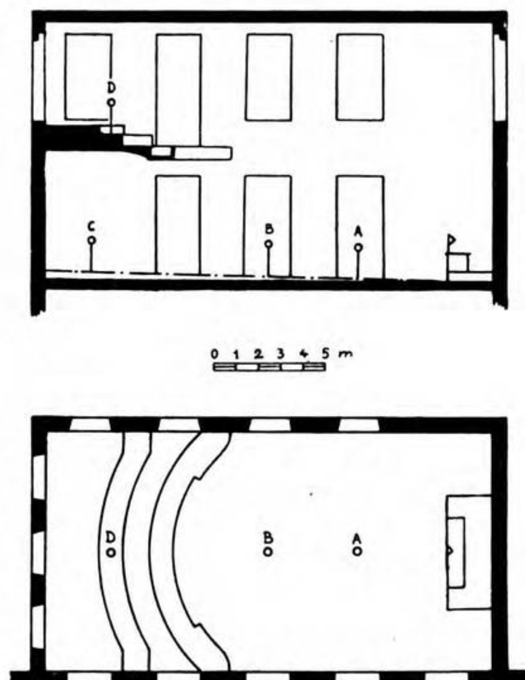


Fig. 1. — Sezione e pianta della sala.

parti della sala che producono i fenomeni disturbatori; è quindi necessario e conveniente procedere ad alcune misure volte a svelare la presenza di echi e soprattutto a precisare la causa che li produce: in ogni caso, volte a determinare le variazioni locali della pressione sonora nel tempo, in modo da poter stabilire l'entità dell'onda diretta in rapporto alle onde riflesse.

La ricerca, di cui si dà ora notizia, è stata originata dallo studio per la correzione acustica di una sala per riunioni e conferenze (fig. 1).

Il metodo, di massima, eguale a quello già usato a Monaco dai fisici della scuola di Zenneck (3), è stato perfezionato in quanto si è voluto indagare sulla possibilità e utilità d'impiego degli apparecchi elettroacustici (microfoni ed altoparlanti) aventi caratteristica direttiva.

(3) W. Schindelin: Ann. der Phys., 1929, II-2, p. 129.

2. - Descrizione e verifica del metodo.

Per le prove si è adottato il procedimento seguente.

Da una sorgente sonora posta in un determinato punto della sala si fanno emettere brevissimi impulsi sonori, mentre nel punto della sala,

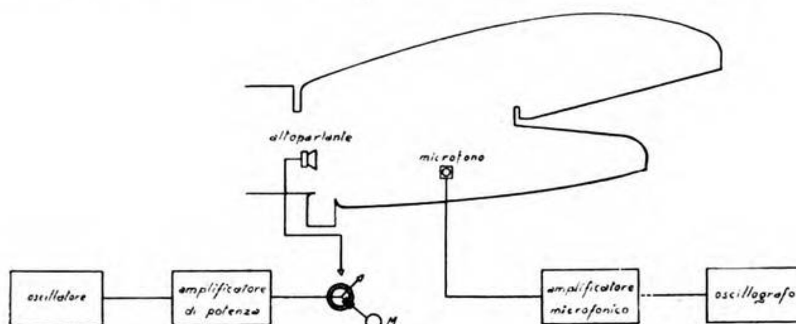


Fig. 2. — Schema di principio dell'apparecchiatura.

di cui interessa conoscere la condizione acustica, viene rilevata la legge di variazione della pressione sonora col tempo.

Lo schema di principio dell'apparecchiatura è riportato in figura 2.

L'altoparlante, col quale si producono i brevi impulsi sonori della durata di circa 1/100 di secondo, è posto nel punto della sala solitamente occupato dall'oratore. Il microfono vien situato nel punto in esame e collegato, mediante un amplificatore, a un oscillografo ad equipaggi, col quale si registra l'andamento della pressione sonora.

La produzione degli impulsi avviene con un interruttore rotante, comandato da un motorino *M* e posto tra l'uscita dell'amplificatore di potenza e la bobina mobile dell'altoparlante. Con questo semplice dispositivo si può con tutta facilità regolare la durata degli impulsi, ed una volta fissata la durata si può ottenere, ciò che ha grande importanza in qualche caso, una serie d impulsi tutti eguali ed egualmente spaziati.



Fig. 3. — Verifica del metodo: rilievo con altoparlante e microfono non direttivi su di un terrazzo.

Un equipaggio dell'oscillografo serve per la registrazione del suono, mentre con un altro equipaggio si registra la corrente inviata alla

bobina mobile dell'altoparlante. Per la valutazione dei tempi si immette in un terzo equipaggio la frequenza di 50 Hz.



Fig. 4. — Rilievi con altoparlante non direttivo e microfono di pressione:
a) microfono a 4 m,
b) » » 8 m,
c) » » 16 m,
d) » in galleria.

Per la verifica e la regolazione dell'apparecchiatura si è eseguita una prima serie di prove.

Si sono posti il microfono e l'altoparlante all'aperto, su di un terrazzo. In tal modo il solo eco, che si doveva verificare, era quello prodotto dall'unica parete verticale limitante il terrazzo; l'oscillogramma di figura 3 conferma pienamente le previsioni, e garantisce la bontà ed applicabilità del metodo per lo scopo della ricerca.

3. - Rilievi nella sala in condizioni originali.

L'altoparlante venne sistemato sulla cattedra, al posto in cui si trova normalmente l'oratore. In base ad alcuni tentativi risultò la possibilità di limitare il numero dei punti in cui veniva rilevata la situazione acustica, sia per non rendere necessario un numero troppo grande di prove, sia perchè si era visto che, spostando il microfono su di una stessa parallela al fondo, le pareti più nocive nei riguardi dell'eco erano sempre le stesse.

Fu ritenuto quindi sufficiente porre il microfono in quattro punti fissi (*A*, *B*, *C* e *D*, di fig. 1) scelti sulla mezzeria della sala, e posti rispettivamente nella platea a 4, 8 e 16 metri dall'altoparlante e nella galleria.

Per gli impulsi si scelse, dopo alcuni tentativi, la frequenza di 500 Hz. Frequenze più basse dànno luogo ad oscillogrammi poco chiari a causa della lunghezza d'onda del suono troppo grande in relazione alle dimensioni della sala, mentre frequenze più elevate dànno luogo ad oscillogrammi di troppo breve durata a causa del maggior assorbimento, sia delle pareti, sia dell'aria.

In figura 4 è riportata la serie di oscillogrammi effettuata con sensibilità costante e con piccola velocità di registrazione: il microfono era di pressione e l'altoparlante aveva una caratteristica d'irraggiamento pressochè sferica.

Gli oscillogrammi permettono un chiaro esame globale del fenomeno e facili considerazioni quantitative. Da essi si può infatti rilevare che il suono diretto diminuisce rapidamente con la distanza, mentre il suono riflesso tende ad aumentare.

Risalendo dai tempi agli spazi percorsi si poteva attribuire al soffitto la riflessione chiaramente visibile in figura 4 *b*. Per verifica si sostituì al microfono di pressione un microfono a gradiente di pressione orientato in modo da presentare la massima sensibilità nella direzione da cui doveva provenire il suono riflesso; l'oscillogramma così rilevato (fig. 5 *a*) confermava le previsioni e faceva intravedere la possibilità di utilizzare le proprietà direttive dei trasduttori elettroacustici.

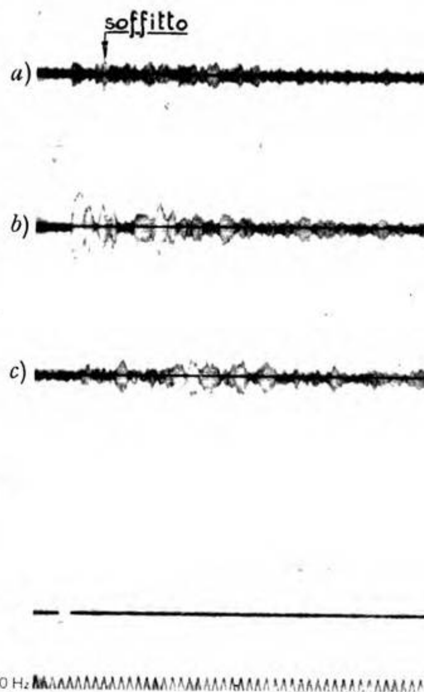


Fig. 5. — Rilievi con altoparlante non direttivo e microfono a gradiente di pressione con l'asse di maggior sensibilità: *a*) orientato verso il soffitto, *b*) parallelo all'asse maggiore della sala, *c*) perpendicolare all'asse maggiore della sala.

Per mettere maggiormente in evidenza l'opportunità di usare trasduttori elettroacustici aventi carattere direttivo, si eseguirono gli oscillogrammi di figura 5 *b* e *c*, ottenuti con un microfono a gradiente, rispettivamente disposto, una volta con la direzione di maggior sensibilità parallela all'asse maggiore della sala, ed una volta con detta direzione ruotata di 90° in un piano orizzontale. Si può vedere che all'inizio prevalgono le oscillazioni longitudinali, mentre dopo un certo tempo subentrano anche notevoli oscillazioni trasversali.

Tornando ad esaminare gli oscillogrammi di figura 4, si nota facilmente come le singole riflessioni non siano molto ben distinte fra loro. Ciò è da attribuire al fatto che l'altoparlante irraggiava anche dalla parte posteriore. Per effetto della riflessione sulla vicina parete verticale di fondo si veniva a formare una seconda sorgente sonora, immagine della prima, che sovrapponeva i suoi effetti a quelli dovuti alla sorgente sonora principale.

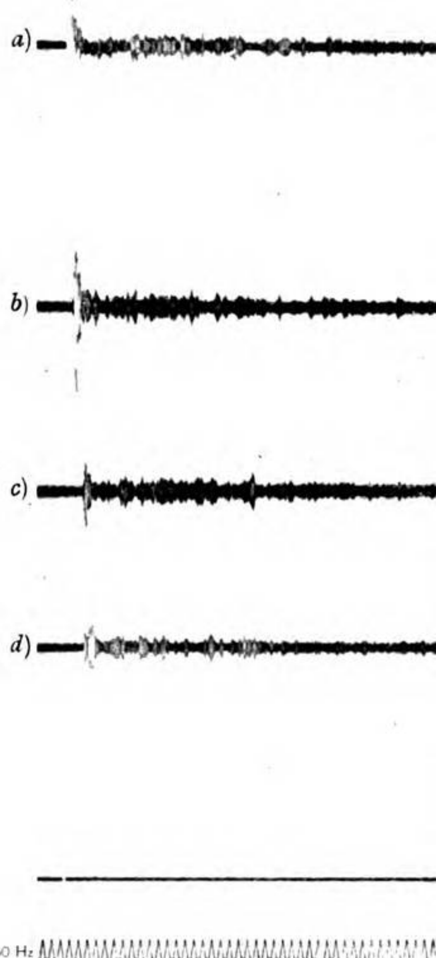


Fig. 6. — Rilievi con altoparlante direttivo e microfono di pressione:
a) microfono a 4 m,
b) » » 8 m,
c) » » 16 m,
d) » in galleria.

Si pensò quindi di rendere l'altoparlante direttivo, o meglio di far sì che l'irradiazione sonora avvenisse in preponderanza entro una semisfera.

Per ottenere questo scopo si chiuse l'altoparlante entro una cassetta imbottita di materiale assorbente, e con ciò la radiazione posteriore risultò sufficientemente diminuita. Come si vede dalla serie di oscillogrammi di figura 6, rilevati con microfono di pressione, le singole riflessioni appariscono molto più nette e distinte fra loro essendosi attenuato l'effetto della sorgente immagine.

Poichè si aveva lo scopo di individuare con maggiore sicurezza le pareti che producevano le riflessioni, si pensò di sostituire al microfono di pressione un microfono a gradiente di pressione. In tal caso, infatti, per l'individuazione di una riflessione ci si poteva basare, oltre che sulla lunghezza di percorso, anche sull'angolo formato dall'asse di maggior sensibilità del microfono con la direzione di propagazione del suono riflesso. Come si ri-

leva dagli oscillogrammi di figura 7, i risultati furono concordi con le previsioni.

Per un esame più particolareggiato del fenomeno e per mettere sempre in maggior luce l'opportunità di usare trasduttori elettroacustici aventi carattere direttivo, si è eseguita una seconda serie di prove con velocità di registrazione maggiore ed adattando la sensibilità dell'oscillografo in modo da avere registrazioni di buona ampiezza anche quando il microfono è posto nei punti più lontani della sala.

Gli oscillogrammi di figura 8 si riferiscono alla galleria. L'oscillogramma *a* è stato ottenuto impiegando un microfono di pressione ed un altoparlante non direttivo. Come si osserva, le varie riflessioni sono molto legate fra loro.

Per l'oscillogramma *b* è stato usato ancora un microfono di pressione, ma l'altoparlante è stato reso direttivo col sistema già accennato. È evidente il benefico effetto per la chiarezza d'interpretazione dei risultati.

L'oscillogramma *c* è stato ottenuto sostituendo al microfono di pressione un microfono a gradiente di pressione e mantenendo l'altoparlante direttivo. Naturalmente le riflessioni che giungono al microfono con forte angolo d'incidenza risultano o assenti o molto attenuate.

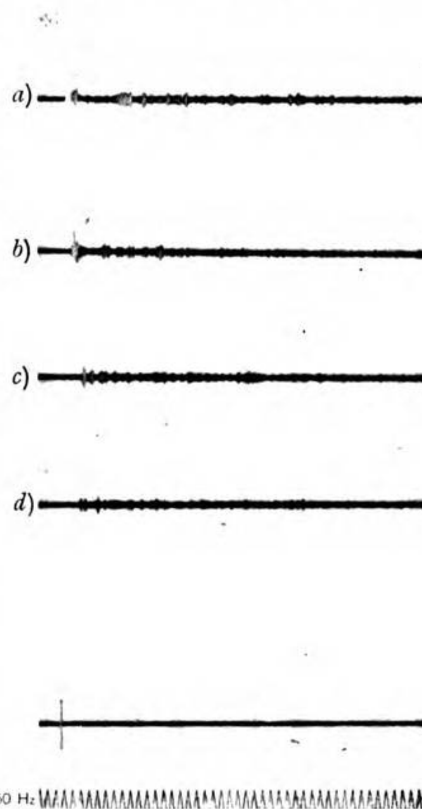


Fig. 7. — Rilievi con altoparlante direttivo e microfono a gradiente di pressione:
a) microfono a 4 m,
b) » » 8 m,
c) » » 16 m,
d) » in galleria.

Per quanto s'è detto, l'oscillogramma *c* non può quindi costituire una base per la determinazione di tutti gli echi, ma serve egregiamente per decifrare con maggior sicurezza l'oscillogramma precedente.

Per esempio, la riflessione indicata con 3 nell'oscillogramma *b*, poteva corrispondere, per lunghezza di percorso, sia al percorso pavimento - soffitto - microfono, sia al percorso pareti laterali - microfono. E non era

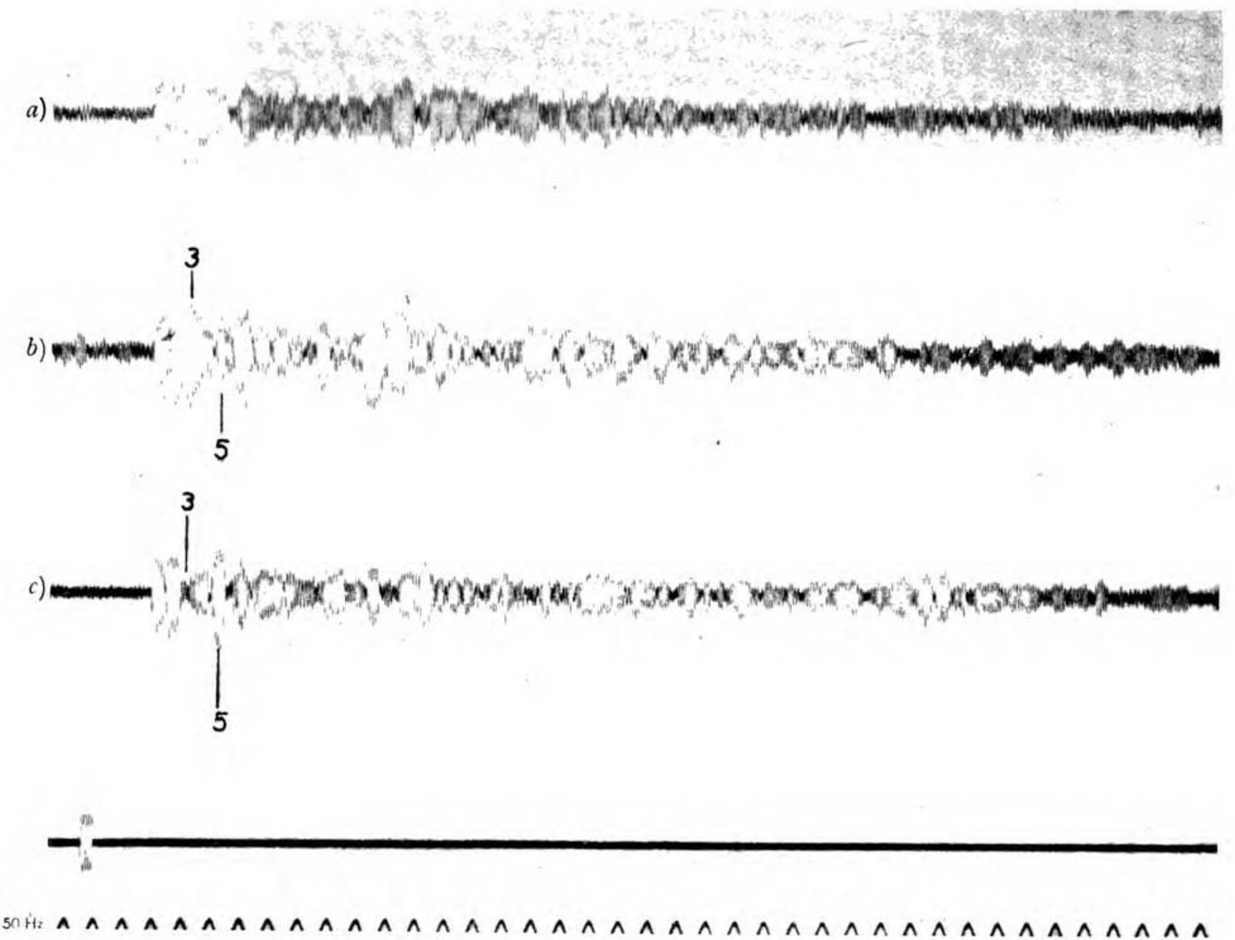


Fig. 8. — Rilievi della situazione acustica della galleria (registrazione veloce):
a) altoparlante non direttivo e microfono di pressione;
b) altoparlante direttivo e microfono di pressione;
c) altoparlante direttivo e microfono a gradiente di pressione.

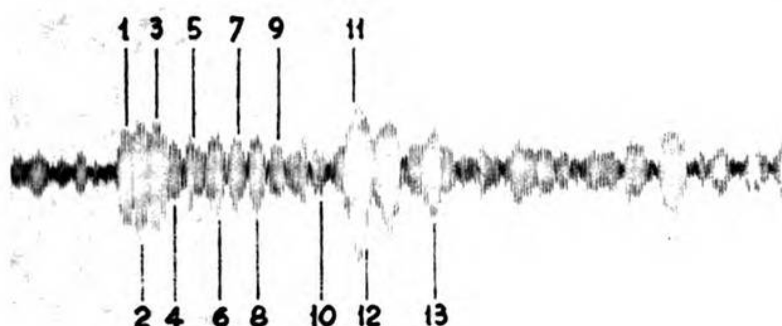


Fig. 9. — Rilievo della situazione acustica della galleria: analisi degli echi.

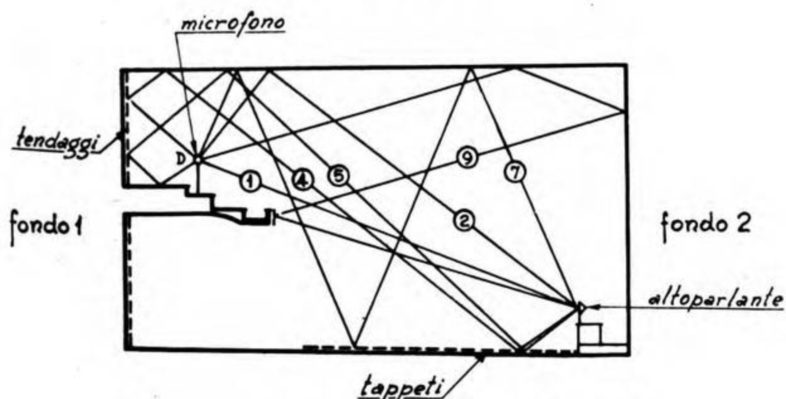


Fig. 10. — Percorsi delle principali riflessioni.

molto facile stabilire quale dei due percorsi fosse il vero, essendo tutte le superfici in gioco molto riflettenti. Dall'esame dell'oscillogramma *c* si vede che la riflessione 3 risulta molto attenuata. Ciò significa che il suono deve giungere al microfono sotto un forte angolo: l'onda riflessa in esame è quindi causata dalle pareti laterali.

a)

b)

c)

d)

50 Hz

Fig. 11. — Rilievi eseguiti, dopo l'applicazione di rivestimenti, con altoparlante direttivo e microfono di pressione:
a) microfono a 4 m,
b) » » 8 m,
c) » » 16 m,
d) » in galleria.

In figura 9, infine, è riportato, come caso più complesso, un oscillogramma della situazione acustica del punto *D* della galleria; in esso sono state individuate le riflessioni principali qui di seguito accennate e di alcune delle quali è indicato in figura 10 il percorso nella sala:

1) suono diretto,
2) soffitto - microfono,
3) pareti laterali - microfono,
4) pavimento - soffitto - fondo 1 - microfono,
5) pavimento - soffitto - fondo 1 - balconata - microfono,
6) doppia riflessione sulle pareti laterali - soffitto - microfono,
7) soffitto - pavimento - soffitto - microfono,
8) soffitto - pavimento - soffitto - balconata - microfono,
9) balaustra - fondo 2 - soffitto - microfono,
10) fondo 1 - fondo 2 - microfono,
11) fondo 1 - fondo 2 - soffitto - microfono,
12) fondo 1 - fondo 2 - soffitto - fondo 1 - microfono,
13) pavimento - fondo 1 - galleria - pavimento - soffitto - fondo 2 - pavimento - soffitto - microfono.

4. - Rilievi con rivestimento sperimentale.

Individuate le superfici riflettenti, che davano maggior noia nei riguardi dei fenomeni d'eco, si pensò di rivestirle con tappeti e tendaggi. Così (fig. 10) si stesero tappeti su parte del pavimento, mentre sul fondo 1 e sulla balaustra venivano applicate tende riccamente drappeggiate.

Per giudicare l'efficacia di questi rivestimenti si eseguirono altre due serie di prove.

La figura 11 mostra una serie di oscillogrammi a velocità ridotta e sensibilità costante, eseguiti nei quattro punti prescelti della sala, adoperando un altoparlante direttivo ed un microfono di pressione. Confrontando la figura 11 con la figura 6 si vedono a colpo d'occhio



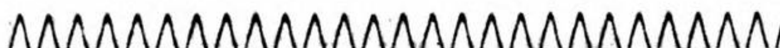


Fig. 12. — Rilievo della situazione acustica della galleria, eseguito dopo l'applicazione di rivestimenti, con altoparlante direttivo e microfono di pressione (registrazione veloce).

la riduzione di durata e di ampiezza delle riflessioni e la maggiore regolarità del fenomeno.

L'oscillogramma di figura 12 è una registrazione a maggiore velocità, eseguita con un altoparlante direttivo ed un microfono di pressione, della situazione acustica della galleria dopo l'applicazione dei tendaggi. Esso, oltre a far vedere il notevole miglioramento acustico della sala ottenuto mediante i rivestimenti, costituisce un'ulteriore chiara prova della precisione e sicurezza del metodo; confrontando infatti la figura 9 con la figura 12 si può vedere che in quest'ultima mancano quelle riflessioni che nel loro cammino incontrano una o più superfici rivestite (riflessione 5) mentre rimangono inalterate le altre (riflessioni 2, 3 e 6).

5. - Conclusioni.

Da quanto si è esposto sembra di poter concludere che, per una chiara ed univoca interpretazione degli oscillogrammi, è molto utile disporre di

una sorgente sonora irraggiante prevalentemente entro una semisfera, in considerazione anche del fatto che ciò si avvicina abbastanza bene al caso di un oratore.

Risulta inoltre molto utile confermare dette registrazioni con quelle ottenute sostituendo al microfono di pressione un microfono a gradiente di pressione.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

LA CARATTERISTICA DI RIVERBERAZIONE DELLE SALE E LE PROPRIETÀ DEI RIVESTIMENTI ASSORBENTI

ANTONIO GIGLI

Dopo avere ricordato i criteri assunti a base per la deduzione teorica delle caratteristiche di riverberazione ottima di una sala ed in particolare degli auditori radiofonici, si ricavano le caratteristiche ideali che i materiali assorbenti di rivestimento debbono possedere. Tali caratteristiche vengono poste a confronto con le caratteristiche di frequenza del coefficiente di assorbimento di numerosi materiali porosi italiani. A titolo d'esempio viene mostrato il calcolo delle caratteristiche di riverberazione di un auditorio radiofonico. Si confronta quindi il coefficiente di assorbimento dei materiali italiani con quello di materiali stranieri.

1\. - È noto quanto sia importante come elemento di giudizio sulle caratteristiche acustiche di una sala la conoscenza del tempo di riverberazione. Ad ogni sala, in rapporto al volume ed al genere di uso cui deve essere adibita, compete un tempo ottimo di riverberazione; tale tempo è diverso per le diverse frequenze, sì che si può parlare di una « caratteristica di riverberazione » delle sale.

Vari criteri sono stati avanzati per la determinazione del tempo ottimo: ne ricorderemo due, perchè hanno incontrato le maggiori conferme sperimentali:

a) La caratteristica di riverberazione deve essere basata sulle relazioni fisiologiche esistenti fra sensazione sonora, intensità e frequenza, in modo che la durata dell'estinguersi della sensazione sonora sia la stessa per tutte le componenti del suono.

b) La caratteristica di riverberazione deve essere basata sopra lo spettro sonoro medio delle parole o della musica, in modo che l'intensità di tutte le componenti si riduca al livello di soglia nello stesso tempo.

Entrambi questi criteri portano a concludere che il tempo ottimo di riverberazione è minimo per le frequenze fra i 500 ed i 2000 Hz, mentre cresce verso le basse frequenze e cresce pure lievemente verso le alte.

Criteri diversi e portanti a conclusioni più o meno discordanti dalle precedenti sono pure stati avanzati, ma debbono ritenersi giustificati soltanto in casi particolari.

D'altronde le caratteristiche delle sale esistenti, che godono di una buona acustica, confermano pienamente le conclusioni esposte.

In base al primo criterio il MacNair (1) ha proposto un diagramma dei coefficienti C_f, che, noto il tempo di riverberazione ottimo a 1000 Hz, permettono di calcolare il tempo di riverberazione ottimo per una qualunque altra frequenza, mediante la semplice relazione:

$$T_f = C_f \cdot T_{1000} \, ;$$

il diagramma proposto è distinto con A nella figura 1.

Il Lifshitz (2) ha ripreso le conclusioni del MacNair effettuando numerose e precise esperienze, che gli hanno consigliato qualche ritocco dei

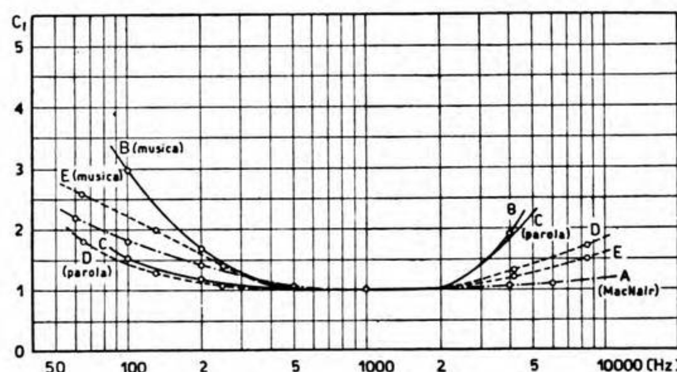


Fig. 1. — Diagrammi dei coefficienti C_f moltiplicatori del tempo di riverberazione ottimo a 1000 Hz.

valori del MacNair. I diagrammi dei coefficienti da lui ricavati, diversi per la musica e per la parola, sono indicati nella figura 1 con le lettere B e C rispettivamente.

A diagrammi soltanto lievemente diversi sono giunti altri autori, come il Knudsen (3), il Rettinger (4), basandosi su criteri un po' dissimili. Nella letteratura tecnica e specialmente negli scritti riferentisi alle proprietà acustiche degli auditori radiofonici, per i quali la caratteristica di riverberazione ha una speciale importanza, si trovano usati coefficienti pure un po' diversi da quelli consigliati dal MacNair e dal Lifshitz, ma è probabile che le differenze non siano volute, bensì causate piuttosto da necessità di carattere pratico (5).

(1) W. A. MacNair: J. A. S. A., 1930, I, p. 242.
(2) S. Lifshitz: J. A. S. A., 1936, VII, p. 213.
(3) V. O. Knudsen: Architectural Acoustics - Wiley, New York, 1932.
(4) M. Rettinger: J. A. S. A., 1934, VI, p. 51.
(5) R. M. Morris e G. M. Nixon: J. A. S. A., 1936, VIII, p. 81.
G. T. Stanton e F. C. Schmid: J. A. S. A., 1932, IV, p. 44.
O. B. Hanson: The house that Radio built - N. B. C., New York, 1936.
G. Sacerdote: Radio e Televisione, 1938, III, p. 14.

Recentemente il Faggiani (6) ha suggerito una serie di valori che esprimono un andamento medio di tali coefficienti — diagrammi *D* (parola) ed *E* (musica) della figura 1 — e che serviranno di base per deduzioni ulteriori.

È infine da osservare che il Békésy (7), dopo aver eseguito numerose esperienze su auditori radiofonici, proponeva una caratteristica di riverberazione pressapoco piana; il Lifshitz (8) effettuando prove di confronto in due sale uguali in tutto, salvo che nella caratteristica di riverberazione, confermava che la migliore impressione artistica si aveva in ambienti a tempo di riverberazione lievemente saliente verso le basse e le alte frequenze, quando per altro il tempo di riverberazione fosse per le frequenze intermedie lo stesso. Avendo invece cura di tenere il tempo di riverberazione a 1000 Hz, nella sala con caratteristica di riverberazione piana, inferiore di qualche decimo di secondo a quello della sala a caratteristica saliente, la qualità della musica appariva nelle due sale pressapoco uguale o soltanto di poco inferiore in quella con caratteristica di riverberazione piana.

Tutto ciò mostra la complessità del problema e spiega anche come una variazione del tempo ottimo a 1000 Hz, possa giustificare una variazione nella forma della caratteristica di riverberazione della sala.

Ammessi comunque come sufficientemente attendibili i coefficienti dei diagrammi *D* ed *E*, che rispecchiano condizioni medie, rimane da vedere in qual modo è possibile soddisfare alle condizioni che essi impongono.

2. - La nota formula di Sabine per il calcolo del tempo di riverberazione:

$$T = \frac{0{,}16 \cdot V}{a \cdot S}$$

dove V è il volume della sala in m^3, S la superficie in m^2 ed a il coefficiente medio di assorbimento del rivestimento, fa immediatamente vedere che, poichè il tempo di riverberazione è inversamente proporzionale all'assorbimento totale, $A = a\,S$, la caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento deve essere l'inversa, a meno di una costante, di quella del tempo di riverberazione ottimo della sala.

È tuttavia ben noto che la formula di Sabine è soltanto di prima approssimazione, e che per calcoli più precisi occorre fare ricorso o alla formula di Eyring:

$$T = \frac{0{,}16 \cdot V}{- S \cdot \log_e (1 - a)},$$

(6) D. Faggiani: R. C. Seminario Mat. e Fis. Milano, 1938, XII, p. 123.
(7) G. von Békésy: E. N. T., 1934, XI, p. 369.
(8) S. Lifshitz: C. R. Acad. Sci. U. R. S. S., 1937, XV, p. 315.

oppure a quella di Millington:

$$T = \frac{0{,}16 \cdot V}{-\Sigma S_1 \cdot \log_e (1 - a_1)},$$

dove i simboli hanno il solito significato. Anche da queste formule appare che il tempo di riverberazione diminuisce al crescere dell'assorbimento e viceversa; ed è lecito concludere che, affinchè la caratteristica di riverberazione abbia un andamento analogo a quello dei diagrammi di figura 1, il coefficiente di assorbimento medio deve variare in modo pressapoco inverso.

Nelle grandi sale, occupate da molto pubblico (teatri, cinematografi, sale per conferenze), l'assorbimento dovuto alla presenza delle persone ha un'importanza predominante. Le misure effettuate dal Sabine ([9]),

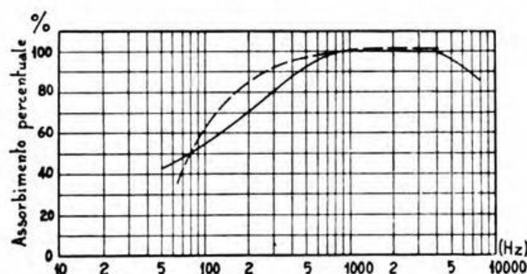


Fig. 2. — Confronto fra la caratteristica di frequenza dell'assorbente ideale (—— secondo W. A. MacNair) e quella del pubblico (- - - secondo W. C. Sabine).

come quelle di Meyer e Jordan ([10]), mostrano che il coefficiente di assorbimento del pubblico cresce al crescere della frequenza, fino alle frequenze medie, per rimanere poi costante o quasi: esso si adatta cioè abbastanza bene alle condizioni richieste. Nella figura 2 viene posta a confronto la curva del rivestimento ideale soddisfacente alle condizioni del MacNair ed il diagramma di assorbimento del pubblico determinato dal Sabine.

La sorprendente concordanza è una conferma indiretta delle ragioni che giustificano la forma della caratteristica di frequenza del tempo ottimo di riverberazione e spiega anche i motivi per cui concordano i vari punti di vista; si deve infatti ritenere che la formazione delle orchestre e le caratteristiche della musica scritta per essere eseguita in grandi sale, occupate da molto pubblico, tengano conto delle condizioni acustiche di queste sale. Nelle grandi sale la caratteristica di riverberazione

([9]) W. C. Sabine: Collected papers on acoustics - Harvard University, Cambridge, 1927, p. 86.
([10]) E. Meyer e W. Jordan: E. N. T., 1935, XII, p. 213.

dipende prevalentemente dalle caratteristiche di assorbimento offerte dalla platea e dalle gallerie occupate dal pubblico ed il conseguimento della desiderata caratteristica di riverberazione è in questo caso quasi naturale. I rivestimenti assorbenti, che è pur necessario usare, influiscono soltanto in misura ridotta sulla caratteristica di riverberazione e servono soprattutto a graduare nella misura desiderata il suono riverberato, in rapporto al suono diretto.

Negli auditori radiofonici, nelle sale per incisioni di dischi o ripresa di pellicole sonore, il conseguimento di una determinata caratteristica di frequenza è cosa assai più complessa, e nello stesso tempo molto più

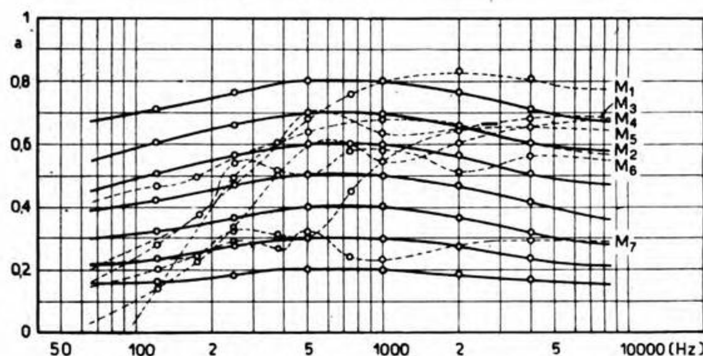


Fig. 3. — Caratteristiche di frequenza dell'assorbente ideale per auditori per discorsi (——) e di sette assorbenti reali (– – –).

impegnativa: dipende essenzialmente dalle caratteristiche dei materiali assorbenti.

Si supponga di considerare un auditorio tutto uniformemente ricoperto di uno stesso materiale assorbente; condizione certamente non attuata in pratica, ma che, mentre semplifica in misura notevole il ragionamento, come si vedrà nell'esempio pratico svolto al paragrafo 4, è tale da non portare a scostamenti sensibili nelle conclusioni.

Se l'ambiente è tutto uniformemente ricoperto, mediante le formule di Eyring o di Millington, coincidenti per questo caso particolare, si ha:

$$\log_e (1 - a) = - \frac{0{,}16 \cdot V}{T \cdot S} = - \frac{K}{T} .$$

Posto che il tempo di riverberazione per una generica frequenza f venga espresso in funzione del tempo di riverberazione a 1000 Hz, mediante la relazione $T_f = C_f \cdot T_{1000}$, si deduce:

$$a_f = 1 - e^{\frac{\log_e (1 - a_{1000})}{C_f}} .$$

È quindi possibile calcolare il coefficiente di assorbimento a_f in corrispondenza di una generica frequenza f, quando, fissato il tempo ottimo

di riverberazione a 1000 Hz, si sia calcolato il corrispondente coefficiente di assorbimento a_{1000}.

Siffatti diagrammi, esprimenti l'andamento ideale in funzione della frequenza, che dovrebbe essere posseduta dai materiali assorbenti, sono stati calcolati, in corrispondenza del valore del coefficiente di assorbi-

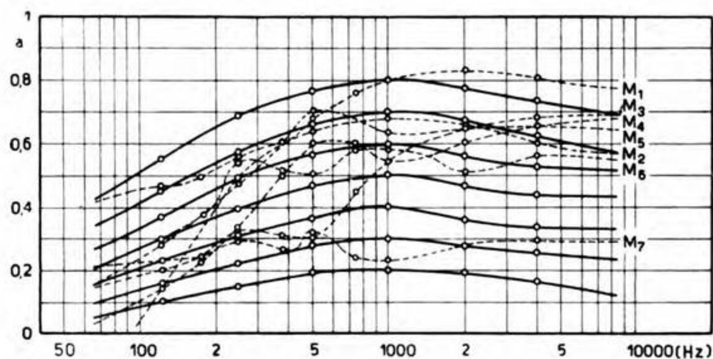


Fig. 4. — Caratteristiche di frequenza dell'assorbente ideale per auditori per musica (——) e di sette assorbenti reali (– – –).

mento a 1000 Hz di 0,8 - 0,7 - 0,6 - 0,5 - 0,4 - 0,3 - 0,2, sia per il caso della parola, sia per il caso della musica, mediante i coefficienti C_f deducibili dai diagrammi *D* ed *E* della figura 1; i grafici relativi sono riprodotti nelle figure 3 e 4 (curve a tratto continuo).

Rimane ora da vedere in quale misura i materiali assorbenti attualmente disponibili soddisfano la condizione desiderata.

3. - Presso il Laboratorio di Elettroacustica dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris sono state effettuate molte misure sui materiali assorbenti porosi italiani; i risultati sono raccolti nella figura 5; parecchie notizie sulle modalità di misura sono già state pubblicate ([11]).

Nelle figure 3 e 4 sono indicate con linee tratteggiate le caratteristiche del coefficiente di assorbimento di alcuni fra i più interessanti materiali. Tali grafici pongono immediatamente a confronto le caratteristiche ideali e quelle reali dei rivestimenti assorbenti porosi. Risalta subito come il coefficiente di assorbimento abbia una decisa tendenza ad aumentare al crescere della frequenza, secondo una proprietà generale di tutti i materiali porosi.

Per altro, nel complesso, le differenze fra caratteristiche ideali e quelle teoricamente convenienti non sono grandi. Come si vedrà dall'esempio svolto al paragrafo seguente, mediante un rivestimento fatto

([11]) Vedasi, ad esempio: A. Gigli: L'Ingegnere, 1938, XII, p. 8.

parte di un materiale e parte di un altro è sempre possibile avvicinarsi assai alla condizione desiderata.

Quando per altro si voglia soddisfare nella forma più completa alla caratteristica di riverberazione ottima, e ciò risulta soprattutto neces-

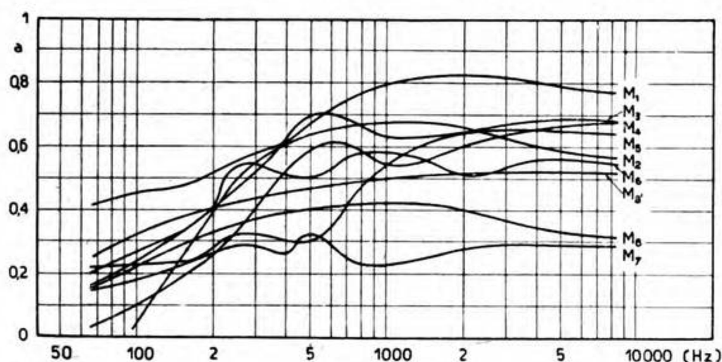


Fig. 5. — Coefficiente d'assorbimento di materiali assorbenti porosi italiani.

sario nei piccoli auditori per discorsi, è conveniente integrare in altro modo l'azione assorbente dei materiali porosi. Ponendo un materiale ad elevato assorbimento sotto una lastra, di legno o metallica, forata,

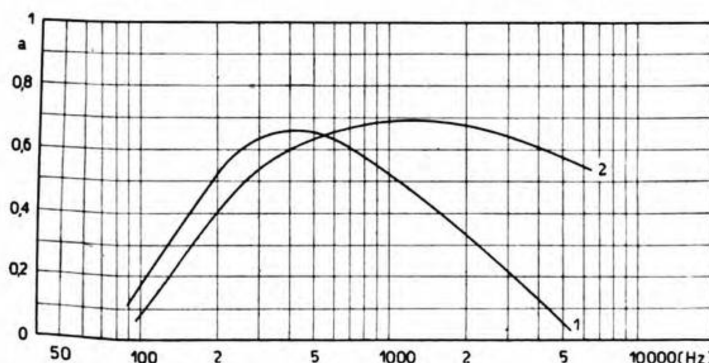


Fig. 6. — Confronto fra l'assorbimento di un materiale poroso nudo (2) e dello stesso materiale coperto da una lastra forata (1).

si attua un rivestimento il cui assorbimento può risultare per le basse frequenze uguale od anche superiore a quello del materiale in vista, mentre si riduce assai alle alte frequenze, fino al punto da poter ottenere una caratteristica discendente.

Si fa così concorrere all'assorbimento del suono la vibrazione della lastra di copertura e variando quindi il suo peso, lo spessore di una

eventuale intercapedine di aria fra la lastra ed il materiale assorbente o fra questo ed il muro, nonchè lo spessore e le caratteristiche del materiale assorbente stesso, si possono ottenere rivestimenti il cui assorbimento presenti una caratteristica di frequenza la più variata. Infine è anche possibile agire in modo opportuno sull'area complessiva e sulla forma dei fori, sì che questi rivestimenti offrono inesauribili risorse al costruttore di auditori radiofonici.

I diagrammi della figura 6 pongono a confronto il coefficiente di assorbimento del materiale nudo con quello del materiale ricoperto da una lastra forata.

4. - Un esempio potrà servire a chiarire sia l'uso dei grafici delle figure 3 e 4, sia le approssimazioni raggiungibili.

Si abbia un auditorio, per trasmissioni radiofoniche di musica, avente le caratteristiche indicate nella tabella I.

TABELLA I.

Auditorio radiofonico di forma parallelepipeda.

Lunghezza . . . 15 m	Volume 675 m³	Pavimento . . . 150 m²
Larghezza . . . 10 m		Soffitto . . . . . 150 m²
Altezza . . . . . 4,50 m		Pareti laterali . . 135 m²
Perimetro . . . 50 m		Pareti di fondo . 90 m²
Zoccolo (alto 1 m) 50 m²		
Finestre . . . . 12 m²		Superficie totale . 525 m²

Frequenze (hertz)	125	250	500	1000	2000	4000
Assorbimenti (unità di assorbimento):						
pavimento e finestre . . . . . 162 m²	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5
zoccolo . . . . 50 m²	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0
area trattata con il materiale M_2 150 m²	23,0	24,5	96,5	102,0	102,0	91,5
area trattata con il materiale M_7 30 m²	6,0	8,7	9,3	7,0	8,4	9,5
intonaco comune 133 m²	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5
	56,0	110,2	132,8	136,0	137,4	128,0
totali secondo Eyring .	60	124	154	167	168	146
Tempi calcolati (secondi)	1,8	0,87	0,70	0,69	0,69	0,74
Tempi ottimi (secondi) .	1,4	0,98	0,70	0,70	0,77	0,84

L'area trattabile acusticamente è quella delle pareti, dedotti lo zoccolo, le finestre ed una parte del soffitto. Si può ritenere che in ambienti di questo tipo essa sia il 30 ÷ 40 % dell'area totale: risulta nel caso in esame compresa fra 160 e 210 m².

Il tempo ottimo di riverberazione a 1000 Hz per un simile auditorio è di 0,7 secondi; quindi mediante il diagramma *E* di figura 1 si ricavano i valori del tempo di riverberazione ottimo in corrispondenza delle altre frequenze (ultima riga della tabella).

Dalla formula di Eyring si ha subito:

$$\log_e (1 - a_{1000}) = - \frac{0{,}16 \cdot 675}{525 \cdot 0{,}7} = - 0{,}29 ,$$

da cui $a_{1000} = 0{,}26$.

Il coefficiente di assorbimento medio dell'area trattabile acusticamente risulta così:

$$a \simeq \frac{525}{185} \cdot 0{,}26 \simeq 0{,}7 .$$

Ora la figura 4, che dà la rappresentazione comparativa fra le caratteristiche ideali e quelle reali, permette subito di orizzontarsi nella scelta del materiale da adottare per costruire una sala con caratteristica di riverberazione ottima. Si vede facilmente che conviene fare il rivestimento parte con il materiale M_2 e parte con il materiale M_7: cioè

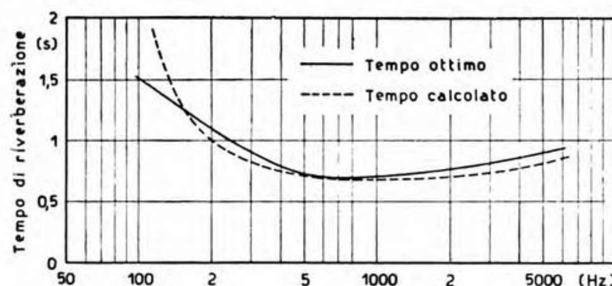
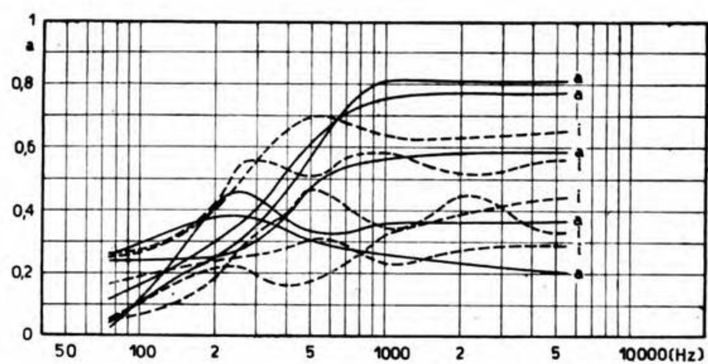


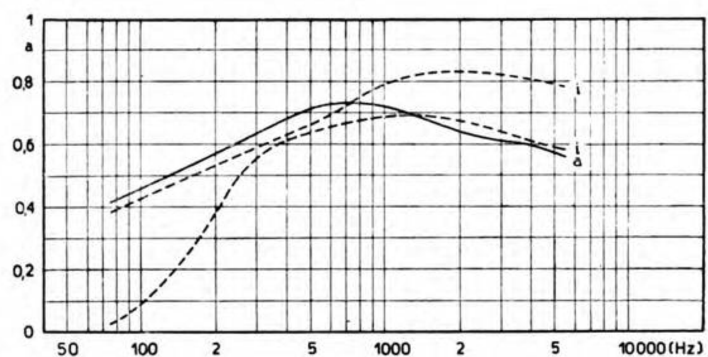
Fig. 7. — Tempo di riverberazione ottimo e tempo di riverberazione calcolato.

accoppiando un materiale ad elevato assorbimento per le medie ed alte frequenze con un materiale ad assorbimento in genere assai minore, ma avente una caratteristica di frequenza pressapoco piana. Si possono allora usare 150 m² del materiale M_2 e 30 m² del materiale M_7, come mostra qualche calcolo di prima approssimazione.

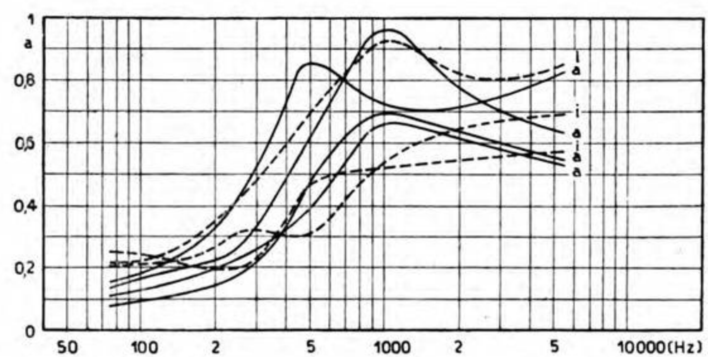
Per il pavimento si può assumere un coefficiente di assorbimento medio di 0,05, pressapoco costante; per lo zoccolo e la parte di soffitto non trattata un coefficiente di 0,11, pure costante. In realtà tali coefficienti di assorbimento varieranno un po' con la frequenza, ma la loro influenza è così scarsa che può essere trascurata.



Pasta di legno



Lana di vetro



Fibre di legno

Fig. 8. — Coefficienti di assorbimento di materiali italiani (*i*) e di materiali stranieri (*a*).

Calcolati, con la relazione $A = a\,S$, gli assorbimenti parziali e quindi i totali (riga quart'ultima), si deducono, dai valori ricavati mediante la formula di Eyring (riga terz'ultima), i tempi di riverberazione (riga penultima).

La figura 7 pone a confronto la caratteristica di riverberazione ottima con quella calcolata, con concordanza accettabile, salvo che per le frequenze molto basse per le quali il rivestimento assorbente si rivela poco efficace.

Si osservi infine che al rivestimento dello zoccolo può conferirsi l'attitudine ad assorbire suono per vibrazione specialmente alle basse frequenze. In tal modo compensando l'assorbimento per le alte frequenze, che risulta un po' eccessivo ed aumentando quello per le basse, che è invece scarso, si può ottenere una caratteristica del coefficiente di assorbimento discendente con la frequenza; si tratta peraltro di una possibilità di natura eminentemente costruttiva e non se ne è quindi voluto tener conto nel calcolo mostrato a solo titolo di esempio.

5. - Può riuscire di qualche interesse il confronto fra le caratteristiche dei materiali italiani e quelle di materiali stranieri analoghi. I dati riprodotti nei grafici della figura 8 sono ricavati per i materiali americani da una pubblicazione della « Acoustical Materials Association » (12). Si constata che i materiali italiani hanno caratteristiche perfettamente analoghe a quelli americani.

Le caratteristiche dei materiali tedeschi, quali appaiono dai grafici riprodotti da Schoch (13), sono anch'esse analoghe a quelle degli italiani; quei grafici sono peraltro in scala così ridotta che non è possibile ricavarne dati numerici sufficientemente precisi.

Torino, novembre 1938-XVII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

(12) Official Bulletin of A. M. A., 1937, 5.

(13) A. SCHOCH: Die physikalischen und technischen Grundlagen der Schalldämmung im Bauwesens - S. Hirzel, Leipzig, 1937.

LETTERE AL DIRETTORE

Sul proporzionamento del circuito oscillatorio negli amplificatori.

Nei frequenti contatti con tecnici non di rado mi è accaduto di constatare una scarsa conoscenza delle funzioni del circuito oscillatorio anodico, negli stadi amplificatori dei radiotrasmettitori, e delle regole per il proporzionamento di esso.

Penso pertanto che, quantunque la questione sia già stata ben definita, almeno nelle sue linee essenziali, nei lavori fondamentali che trattano del calcolo degli amplificatori, possa forse riuscire utile un richiamo su alcuni suoi punti, di particolare importanza nel progetto degli apparati.

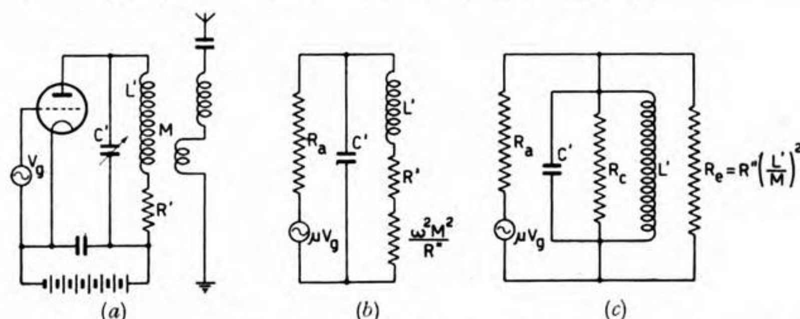


Fig. 1. — Schema di principio di amplificatore terminale per radiotrasmettitori, e circuiti equivalenti.

Il circuito oscillatorio anodico dell'amplificatore terminale di un radiotrasmettitore ha lo scopo di prelevare la potenza, che i tubi possono erogare sulla prima armonica della corrente anodica, e trasferirla al circuito di antenna, adattandone il valore della resistenza equivalente a quello ottimo di carico dei tubi amplificatori. Il circuito oscillatorio deve quindi essenzialmente possedere due qualità: buon rendimento nel trasferire la potenza e conveniente selettività nella sua azione.

Consideriamo un amplificatore con circuito di antenna accoppiato induttivamente (fig. 1 a); se questo è accordato e presenta una resistenza R'',

l'accoppiarlo al circuito oscillatorio equivale a inserire in quest'ultimo una resistenza di valore $\omega^2 M^2/R''$ *come si vede nella figura 1 b, oppure anche, se* $(\omega^2 M^2/R'')^2$ *è trascurabile rispetto ad* $\omega^2 L'^2$, *equivale al derivare sul circuito oscillatorio una resistenza* R_e, *di valore* $R''\,(L'/M)^2$, *com'è mostrato nella figura 1 c; questo secondo schema equivalente si presta a più facile interpretazione.*

Il valore risultante per il parallelo di $R''\,(L'/M)^2$ *e della resistenza equivalente* R_c *del circuito oscillatorio deve riuscire uguale al valore ottimo* R_u *della resistenza di carico dei tubi, per il quale si ricava la massima potenza utile, mantenendo entro il limite consentito la dissipazione anodica. Se* P_u *è la potenza massima ricavabile dai tubi, indicata con* V_{aM} *l'ampiezza della componente alternativa della tensione anodica, che risulta in tale condizione di ottimo funzionamento, il valore* R_u *è definito dalla relazione* $R_u = V_{aM}^2/(2P_u)$. *Con i triodi conviene che* V_{aM} *sia uguale a* $0{,}8 \div 0{,}9$ *della tensione di alimentazione anodica* V_{a0}; *nel caso dei tetrodi conviene invece che* V_{aM} *sia uguale a* $0{,}8 \div 0{,}9\ (V_{a0} - V_{g20})$, *essendo* V_{g20} *la tensione di alimentazione della griglia schermo, onde sia evitato di fare operare il tubo nella zona delle caratteristiche dove si hanno bassi valori della resistenza interna anodica; infine i pentodi e i tetrodi a fascio possono essere trattati come i triodi.*

La resistenza R_u *è dunque una quantità ben determinata per ciascun tipo di tubo nelle sue normali condizioni di funzionamento.*

La potenza utile erogata dall'amplificatore è $V_{aM}^2/(2R_e)$, *quella dissipata nel circuito oscillatorio è* $V_{aM}^2/(2R_c)$ *e il rendimento di quest'ultimo come trasferitore risulta:*

$$\eta = \frac{R_u}{R_e} = 1 - \frac{R_u}{R_c}\ ;$$

se indichiamo ora con ε_c *il coefficiente di risonanza,* $R_c/(\omega L)$, *del circuito oscillatorio isolato, o « a vuoto », e con* ε_e *il coefficiente di risonanza effettivo,* $R_u/(\omega L)$, *del circuito « sotto carico », si può scrivere anche:*

$$\eta = 1 - \frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_c}\ .$$

Supposta la resistenza interna anodica R_a *dei tubi così grande da poterne trascurare l'influenza, l'efficacia del circuito oscillatorio nel discriminare la prima armonica da quelle superiori dipende unicamente da* ε_e, *cioè dalla sua selettività sotto carico; se è da tener conto anche della resistenza interna anodica dei tubi, la si deve riguardare come derivata sul circuito oscillatorio.*

Queste considerazioni guidano il progettista nella scelta dei valori di induttanza e di capacità del circuito oscillatorio. Diminuendo il rapporto L/C *aumenta* ε_e, *poichè* ωL *diminuisce mentre* R_u *è costante; quindi diminuisce la proporzione di armoniche superiori nella corrente di antenna, ma si abbassa anche il rendimento del circuito trasferitore. Posto che sia* $\varepsilon_c = 200 \div 300$ *(probabile ordine di grandezza per i circuiti di un radiotrasmettitore), si ha un rendimento del 90 % con valori di* ε_e *tra 20 e 30,*

i quali assicurano in genere una buona riduzione delle armoniche superiori, anche con amplificatori di classe C; si deve tener presente che anche il circuito di antenna è selettivo. Se l'amplificatore funziona in classe B è sufficiente un valore più basso di ε_e; *non è però conveniente scendere molto oltre 10, perchè per valori più bassi la frequenza, per la quale è massima l'impedenza del circuito, incomincia a differire sensibilmente dal valore di risonanza ideale,* $1/(2\pi\sqrt{LC})$, *e il comportamento del circuito oscillatorio peggiora rapidamente: si rammenti infatti che le usuali considerazioni sulle trasformazioni di impedenza mediante circuiti oscillatori valgono solo per valori non troppo piccoli del coefficiente di risonanza e infine che per* $\varepsilon_e = 0{,}5$ *il circuito cessa di essere oscillatorio.*

Per uno stadio di amplificazione intermedia di un apparato la potenza occorrente per comandare i tubi dello stadio successivo è, con buona approssimazione, data dal prodotto delle componenti continue di corrente e di tensione di griglia; mentre però sotto certi riguardi si può considerare un valore medio equivalente della resistenza di entrata dei tubi, definito dal rapporto tra il quadrato del valore efficace della tensione alternata di griglia e la potenza assorbita, effettivamente il valore istantaneo della resistenza di entrata varia nel periodo in modo ragguardevole, da infinito, per tensioni negative di griglia, a valori assai bassi, per tensioni positive. Se l'ampiezza della componente alternativa della tensione di griglia è considerevolmente maggiore della componente continua (negativa), cioè se la corrente di griglia scorre per una porzione notevole del semiperiodo, il circuito oscillatorio deve essere proporzionato non al valore medio equivalente della resistenza di entrata, ma al suo valore minimo, poichè altrimenti ne verrebbe un eccessivo smorzamento del circuito per valori positivi della tensione di griglia; conviene che ωL *sia non più di un terzo o un quarto di tale valore minimo di resistenza, che è in genere dell'ordine di un migliaio di ohm.*

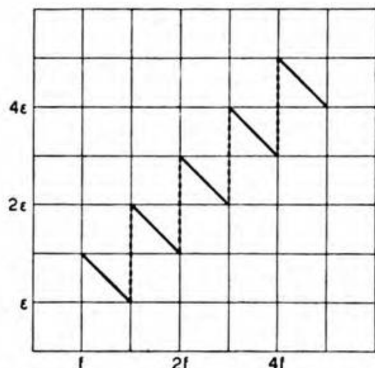


Fig. 2. — Variazione del coefficiente di risonanza per un amplificatore a cinque gamme di frequenza con lo schema della figura 1.

Maggiori difficoltà si incontrano nel progetto di apparati che devono ricoprire in modo continuo una notevole estensione di frequenze, divisa in un certo numero di gamme. In questo caso, dovendosi usare per lo più, per convenienza costruttiva, un solo condensatore variabile con una serie di bobine commutabili, con lo schema considerato nella figura 1 non si potrebbe raggiungere un conveniente proporzionamento del circuito oscillatorio per tutte le gamme di frequenza: il coefficiente di risonanza ε_e *del circuito sotto carico varierebbe fortemente, entro due limiti che stanno*

tra loro nel rapporto delle frequenze estreme di funzionamento, nel modo schematicamente indicato nel diagramma della figura 2, per una serie di cinque gamme di frequenze, in successivi rapporti da 1 a $\sqrt{2}$.

E' utile allora ricorrere ai concetti di trasformazione di impedenze mediante circuiti oscillatori: se si adotta lo schema della figura 1 soltanto per la gamma delle frequenze più alte e per le altre si connette l'anodo, non all'estremo della bobina, ma ad un punto intermedio di essa, spostando progressivamente la presa, come si vede nello schema della figura 3, si ottiene di mantenere ε_e entro limiti assai più ristretti, che stanno tra loro nel rapporto tra le frequenze estreme di ciascuna gamma, cioè normalmente di non più di 1,5 ÷ 2.

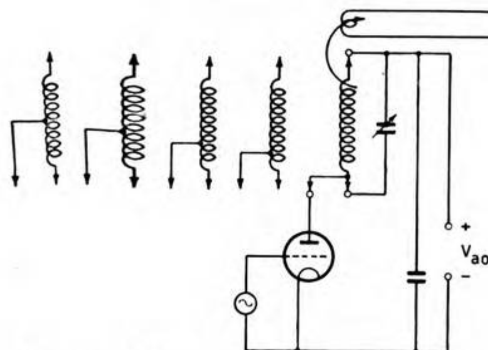


Fig. 3. — Schema di amplificatore terminale per cinque gamme di frequenza.

Infatti, posto che si sia correttamente proporzionato il circuito oscillatorio per la gamma di frequenze più alte, per le altre gamme i valori dell'induttanza sono già vincolati dal campo di variabilità del condensatore; perciò, se si vuole mantenere entro limiti convenienti, come s'è visto, il coefficiente di risonanza ε_e del circuito caricato, per le successive gamme, in ordine decrescente di frequenze, dovrebbe progressivamente aumentare la resistenza equivalente R'_u, che si considera derivata tra gli estremi del circuito oscillatorio, mentre invece deve rimanere costante la resistenza equivalente di carico R_u applicata al tubo; ora, appunto, è noto che una resistenza derivata su un circuito oscillatorio equivale ad un'altra derivata su una parte di esso, quando questa stia alla prima secondo il quadrato del rapporto di trasformazione delle tensioni, approssimativamente uguale al rapporto di spire della bobina; si compensa così l'eccessivo valore del rapporto L/C e si porta ε_e nei limiti voluti.

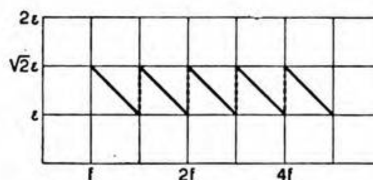


Fig. 4. — Variazione del coefficiente di risonanza per un amplificatore a cinque gamme di frequenza con lo schema della figura 3.

Il rapporto di trasformazione deve variare, nel passaggio dall'una all'altra gamma, proporzionalmente alla radice quadrata del rapporto delle corrispondenti frequenze limiti; così nello schema della figura 3, con cinque gamme di frequenze in successivi rapporti da 1 a $\sqrt{2}$, la connessione anodica

deve essere effettuata in corrispondenza dei valori 0,5, 0,59, 0,71, 0,84, 1 del numero di spire della bobina e il coefficiente di risonanza ε_e *varia, per ciascuna gamma, entro gli stessi valori limiti, tra loro in rapporto da 1 a* $\sqrt{2}$, *com'è schematicamente indicato nel diagramma della figura 4.*

Lo studio delle trasformazioni di impedenze mediante i circuiti oscillatori mostra che nel trasferimento della resistenza R'_u, *dalle estremità del circuito oscillatorio a una parte di esso, nasce una componente reattiva (induttiva) in serie, che è opportuno compensare con una variazione di accordo del circuito oscillatorio; tale componente reattiva ha tanto più importanza quanto maggiore è il rapporto di trasformazione e quindi conviene porre a questo un limite, che per valori di* ε_e *tra 10 e 15 può considerarsi dover essere da 3:1 a 4:1 per i valori delle tensioni, cioè da 9:1 a 16:1 per i valori delle resistenze; in queste condizioni la vàriazione di accordo del circuito oscillatorio giunge appena a* $1 \div 1{,}5\ \%$, *dei valori di induttanza o di capacità, a seconda del tipo di bobina usata. Si vede dunque che è possibile attuare con ottimo esito valori relativamente alti del rapporto di trasformazione; con essi si può ottenere un buon proporzionamento del circuito oscillatorio anche in apparati trasmittenti speciali, di tipo portatile o per usi militari, per i quali si richieda di ricoprire con un solo condensatore variabile tutta una serie di gamme per un'estensione notevole di frequenze, da 1 a 10 ed anche oltre.*

Se, come spesso accade, la capacità interna di uscita del tubo è dello stesso ordine di grandezza di quella del circuito oscillatorio, conviene progressivamente aumentare il rapporto tra le frequenze estreme delle successive gamme, andando verso le frequenze più basse, per utilizzare sempre completamente il campo di variazione del condensatore; si può infatti considerare di trasferire ai capi del circuito oscillatorio la capacità interna del tubo, dividendola per il quadrato del rapporto di trasformazione.

Talvolta anche per apparati con una sola gamma di frequenze, ma nel caso di onde medie o lunghe, conviene aumentare il rapporto L/C, *connettendo l'anodo ad un punto intermedio della bobina, per considerazioni di carattere diverso da quelle già viste: cioè perchè, diminuendo la capacità del condensatore variabile, sebbene debba aumentare la distanza tra le armature, se ne può ottenere una sensibile riduzione dell'ingombro, specialmente usando tubi che richiedono una tensione anodica relativamente bassa.*

Si è visto dunque quale importanza abbiano, nel campo dei radiotrasmettitori, le considerazioni sulle trasformazioni di impedenze mediante circuiti oscillatori: esse dovrebbero essere molto familiari ai progettisti e sempre presenti alla loro mente.

Livorno, dicembre 1938-XVII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

MARIO BOELLA.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

M. KOBAYASHI e T. HAYASHI — **Considerazioni sperimentali sulla misura dell'intensità dei suoni mediante un microfono a filo caldo con termocoppia.** (E. T. J., dicembre 1938, II, 12, pag. 284-286, con 9 fig.).

Quando un filo caldo è immerso in un'onda sonora, la temperatura del filo cambia; dalla misura della variazione di resistenza, provocata dal cambiamento di temperatura, si può risalire alla conoscenza della velocità delle particelle d'aria.

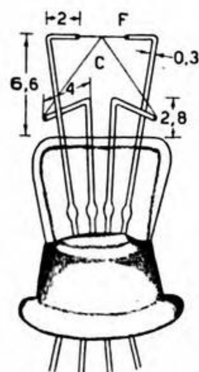


Fig. 1. — Il filo caldo con la termocoppia.

(Le quote sono indicate in millimetri).

Per evitare le complicazioni conseguenti alla misura della resistenza, nel particolare tipo di microfono a filo caldo, di cui si dà notizia, una termocoppia *C* (fig. 1) viene saldata al punto centrale del filo caldo *F* e si misurano le variazioni della f. e. m. prodotta nella termocoppia. Per aumentare la sensibilità, poichè le variazioni di temperatura prodotte dall'onda acustica sono molto modeste, si compensa la f. e. m. a regime (in assenza di onda acustica) connettendo due termocoppie in opposizione attraverso un galvanometro. In presenza di onda acustica soltanto una termocoppia ne subisce l'azione (fig. 2) e il galvanometro misura la sola corrente differenziale.

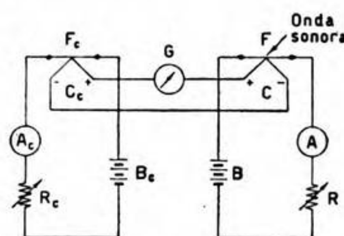


Fig. 2. — Circuito differenziale delle termocoppie.

Il dispositivo è paragonato al microfono a filo caldo normale, che risulta di sensibilità inferiore, e tarato per confronto con un disco di Rayleigh. Esso può utilmente essere usato come strumento di misura secondario, specialmente per suoni a bassa frequenza, poichè risulta di uso più comodo ed agevole che non il disco di Rayleigh.

An. Gi.

APPLICAZIONI VARIE.

W. E. JACKSON — **Strumenti per l'atterraggio alla cieca degli aeroplani.** (Proc. I. R. E., giugno 1938, XXVI, 6, pag. 681-699).

I primi esperimenti e lavori concernenti le apparecchiature per l'atterraggio alla cieca degli aeroplani datano fin dal 1919, ma i primi risultati sufficientemente promettenti vennero ottenuti soltanto nel 1929, quando il « Bureau of Standards » produsse un'apparecchiatura completa atta a tale scopo.

In seguito furono proposte varie soluzioni del problema e queste possono venire raggruppate nel modo seguente.

Ad un primo gruppo appartengono quelle che impiegano sistemi radio per guidare il pilota nel piano orizzontale, mentre per l'atterraggio viene usato l'altimetro; al secondo, quelle che, sempre mediante la radio, guidano il pilota sia nel piano orizzontale sia nel piano verticale, mentre l'altimetro è usato soltanto come aiuto per le segnalazioni radio; al terzo, infine, quelle che impiegano mezzi diversi dalle radiotrasmissioni.

Vengono passati in rassegna i vari sistemi adottati dalle principali compagnie di navigazione aerea degli Stati Uniti d'America, segnalati i progressi ed i risultati ottenuti e dedotte conclusioni che possono essere di utile guida per l'avvenire.

L'esperienza, conseguita in questo ultimo decennio, mostra che i migliori sistemi per l'atterraggio alla cieca sono quelli che impiegano le onde ultracorte. Infatti, la quasi totale assenza di disturbi atmosferici, la facile direttività e l'impiego di antenne di dimensioni ridotte, rende le onde ultracorte assai vantaggiose rispetto a quelle medie ed a quelle lunghe.

Per quanto riguarda il tipo di onda da adottare, si può aggiungere che per i radiofari indicatori di rotta si possono impiegare onde polarizzate sia verticalmente sia orizzontalmente, mentre per i segnalatori di distanza del punto di atterraggio, e per i radiofari che segnalano al pilota la traiettoria di discesa, occorre impiegare onde polarizzate orizzontalmente.

M. L. P.

H. DIAMOND, W. S. HINMAN e F. W. DUNMORE — **Un metodo per lo studio dei fenomeni dell'alta atmosfera e le sue applicazioni alla radiometeorografia.** (Proc. I. R. E., ottobre 1938, XXVI, 10, pag. 1235-1265, con 17 fig.).

Lavori sperimentali, eseguiti per il Dipartimento Navale degli Stati Uniti d'America, hanno portato ad un metodo di ricerca applicabile allo studio di un numeroso gruppo di fenomeni dell'alta atmosfera.

A bordo di un pallone sonda è sistemato un piccolo trasmettitore ad onde cortissime (65 MHz), modulato da un oscillatore la cui frequenza

è comandata da resistenze inserite nel circuito di griglia (1). Queste possono essere usuali resistori, la cui resistenza viene regolata meccanicamente dagli strumenti sensibili al fenomeno in studio, oppure resistori speciali, la cui resistenza è direttamente influenzata dal fenomeno stesso.

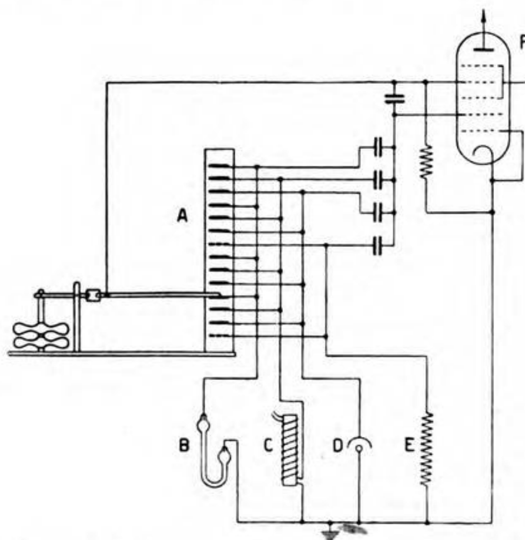


Fig. 1. — Schema del circuito, con commutatore barometrico, adottato per la misura della temperatura, dell'umidità e dell'intensità luminosa dell'atmosfera oltre che dell'altezza.
A - commutatore barometrico,
B - termometro elettrolitico,
C - igrometro elettrico,
D - cellula fotoelettrica,
E - resistenza per la verifica automatica della stabilità di frequenza dell'oscillatore,
F - oscillatore a bassa frequenza.

La frequenza di modulazione, che può variare da 0 a 200 Hz, fornisce perciò una misura del fenomeno preso in esame.

A terra un ricevitore a superreazione alimenta, attraverso un filtro ed un amplificatore, un complesso registratore. Quest'ultimo è costituito da un frequenziometro elettronico che fornisce una serie di impulsi unidirezionali di corrente, il valore medio dei quali varia da 0 a 500 μA quando la frequenza varia da 0 a 200 Hz; tale corrente attraversa una resistenza, e la differenza di potenziale che si manifesta agli estremi di questa viene misurata mediante un millivoltmetro registratore.

(1) E. W. Herold: Resistenza negativa e metodi per ottenerla - Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 1201; A. F., 1936, V, p. 304.

Il metodo così attuato offre il vantaggio di soddisfare contemporaneamente a tutti i requisiti richiesti ai complessi radio installati a bordo di palloni sonda, quando si vogliano eseguire ricerche accurate, in quanto permette di:

1) tradurre le variazioni dei fenomeni in studio in segnali radio interpretabili a terra,

2) trasmettere l'altezza alla quale si trova il pallone sonda in ogni istante,

3) indicare a quale distanza si trova il pallone sonda dal posto ricevente.

Gli autori illustrano l'applicazione del loro metodo, sia attuato in forma semplificata per la registrazione di una sola grandezza (temperatura, altezza delle nubi, pressione) sia in forma più completa per la registrazione contemporanea di diverse quantità. A questo proposito è di particolare interesse la descrizione di un commutatore che, comandato dalle variazioni di pressione a cui è sottoposto un diaframma al variare dell'altezza (fig. 1), permette di inserire successivamente i vari resistori, in modo da consentire la misura di almeno tre grandezze caratteristiche dello stato dell'atmosfera in aggiunta all'altezza (pressione barometrica), ciascuna grandezza corrispondendo ad un diverso intervallo della frequenza di modulazione.

L'unità completa per l'installazione sul pallone sonda è alimentata con batterie di pile; queste permettono una durata di osservazione di circa due ore.

G. Pr.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

W. A. Edson — **Metodo per progettare reti destinate a presentare comportamento uguale a quello dell'impedenza delle linee.** (Proc. I. R. E., luglio 1938, XXVI, 7, pag. 877-891, con 9 fig.).

Il metodo usuale per progettare le reti destinate a presentare comportamento uguale a quello dell'impedenza di linee uniformi, consiste nel prendere una rete base semplice (generalmente una pura resistenza), che sostituisce abbastanza bene l'impedenza della linea alle alte frequenze, e connetterla in serie con una rete più complessa, che fornisce la differenza tra l'impedenza reale della linea e quella della rete base. Di tali reti compensatrici si conoscono due forme normali, costituite da tre rami in parallelo con un totale di quattro elementi; esse hanno la caratteristica comune di presentare impedenza nulla alle alte frequenze, impedenza ohmica elevata a frequenza nulla e impedenza fortemente reattiva a frequenze intermedie, come esige il problema particolare.

Praticamente si determina l'andamento dell'impedenza da attuare misurando l'impedenza della linea e sottraendo da essa quella della rete base; si scelgono poi due frequenze e, in corrispondenza di esse, si rende l'impedenza così ottenuta uguale a quella della rete ausiliaria da proget-

tare. Si hanno in tal modo 4 equazioni (eguagliando parti reali ed immaginarie alle due frequenze) sufficienti a determinare le 4 incognite. Se la scelta delle due frequenze è stata fatta con un certo discernimento, la rete progettata presenta un'impedenza abbastanza prossima a quella della linea, per tutti i valori di frequenza. Le difficoltà pratiche provengono principalmente dal fatto che spesso le costanti della rete risultano negative.

L'autore, considerando le ammettenze invece delle impedenze, arriva a dare in forma abbastanza semplice le equazioni risolutive del problema e quindi può discutere le condizioni per cui tutti gli elementi della rete risultano positivi. Assegnata una delle due ammettenze, l'altra deve cadere dentro una determinata area, che viene limitata da curve facilmente calcolabili. Si riesce così a vedere entro quali limiti può variare la seconda frequenza da scegliere, perchè tutti gli elementi della rete risultino attuabili. Le considerazioni svolte vengono illustrate con esempi numerici e con grafici.

G. C.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

H. Bruining — **L'emissione elettronica secondaria.** (Rev. techn. Philips, marzo 1938, III, 3, pag. 80-87, con 11 fig.).

J. L. H. Jonker e M. C. Teves — **Applicazioni tecniche dell'emissione secondaria.** (Rev. techn. Philips, maggio 1938, III, 5, pag. 137-143, con 13 fig.).

Quando un fascio di elettroni colpisce un corpo, una piccola parte di essi è riflessa dalla superfice, ma la maggior parte penetra nell'interno e, cedendo energia agli atomi che incontra, provoca una emissione di elettroni che, per il suo carattere, viene detta « emissione secondaria ».

Il numero δ di elettroni secondari liberati in media da un elettrone primario esprime il potere di emissione secondaria di un corpo; esso è determinato sperimentalmente depositando la sostanza in esame sulla faccia interna della placca di un triodo, in cui la griglia è a potenziale più elevato della placca, così che gli elettroni secondari vengono raccolti dalla griglia; misurando separatamente la corrente di placca e quella di griglia e tenendo conto della corrente di griglia dovuta agli elettroni primari, il calcolo di δ è immediato.

Misure più rigorose si fanno inviando, per mezzo di un « cannone elettronico », un fascetto di elettroni su una placchetta ricoperta, mediante evaporazione nell'alto vuoto, della sostanza da studiare, e racchiusa in una sfera metallica che, essendo a potenziale più alto, raccoglie gli elettroni secondari. Si ottengono allora i risultati seguenti:

a) Il potere emissivo secondario dipende dall'energia degli elettroni primari e quindi dal potenziale della placca emittente V_p rispetto al catodo; precisamente (fig. 1), all'aumentare di V_p, δ cresce fino ad

un massimo per poi lentamente diminuire. La diminuzione è dovuta al fatto che, quanto maggiore è l'energia degli elettroni primari, tanto

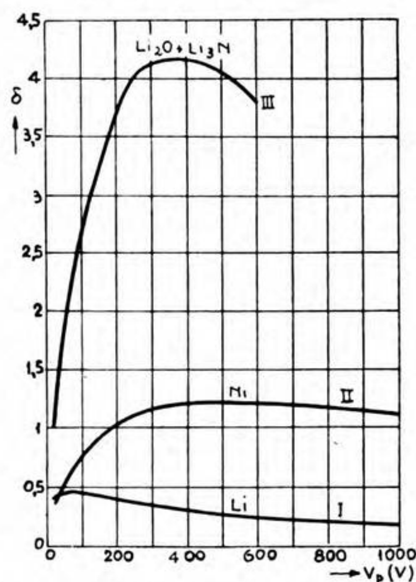


Fig. 1. — Potere emissivo secondario:
I - del litio puro; II - del nichel; III - del litio con gas occlusi.

più profondamente essi penetrano nel corpo e tanto maggiore è il numero degli elettroni secondari, i quali non riescono ad attraversare lo strato che li separa dalla superfice.

Tab. I. — Potere emissivo secondario dei metalli ($V_p = 150$ V).

Metallo	δ
Li	0,45 ÷ 0,55
Cs	0,55
Be	0,52
Mg	0,90
Ba	0,63
Al	0,86
Cu	0,90
Ni	0,94
Fe	0,97
Mo	1,00
W	0,75

b) Il potere emissivo secondario varia da sostanza a sostanza. Con una tensione acceleratrice di 150 V, si vede (tab. I) che i metalli fortemente elettropositivi hanno potere emissivo secondario inferiore a quello degli altri metalli; risultato notevolissimo, da cui appare che il potere emissivo secondario è definito da fattori diversi da quelli che determinano il potere emissivo fotoelettrico e termoelettronico. Grandissima importanza, per la buona riuscita delle misure, ha la purezza dei metalli adoperati, poichè l'ossidazione superficiale o l'occlusione di gas porta a risultati completamente diversi e, qualche volta, opposti.

c) Il potere emissivo secondario dei composti dei metalli fortemente elettropositivi è molto maggiore di quello dei composti degli altri metalli (tab. II e III). Si ha inoltre l'importante risultato che il

Tab. II. — Potere emissivo secondario dei composti degli elementi elettropositivi ($V_p = 150$ V).

Composto	δ
Li con gas occlusi	3,25
NaCl	4,0
KCl	4,45
RbCl	4,15
CsCl	4,55
Cs ossidato nell'ossigeno secco . . .	3÷4
MgO	2÷6
BaO	∼ 3
Al ricoperto di un sottile strato d'ossido.	2,1

Tab. III. — Potere emissivo secondario dei composti dei metalli ad elevato potenziale di uscita ($V_p = 150$ V).

Composto	Potere emissivo secondario	Potere emissivo secondario del metallo puro
MoS_2	0,9	1,00
MoO_2	∼ 1	1,00
WS_2	0,77 ÷ 0,85	0,75
Cu_2O	0,99 ÷ 1,05	0,90
Ag_2O	∼ 1	1,05

potere emissivo secondario dei composti dei metalli fortemente elettropositivi è maggiore di quello del metallo puro; è inferiore, invece, nei composti degli altri metalli.

Le proprietà precedenti sono applicate per eliminare l'emissione secondaria quando è dannosa e per esaltarla quando è utile. Per esempio, per ridurre l'emissione secondaria delle parti metalliche dei tubi elettronici, esse vengono, spesso, costruite con zirconio, il quale si ricopre all'aria di uno strato di ossido, che ha bassissimo potere emissivo secondario. Invece, per avere superfici a forte potere emissivo secondario si utilizza la proprietà che i composti dei metalli elettropositivi hanno il massimo potere emissivo e si usa perciò, in generale, come sostanza, l'ossido di cesio.

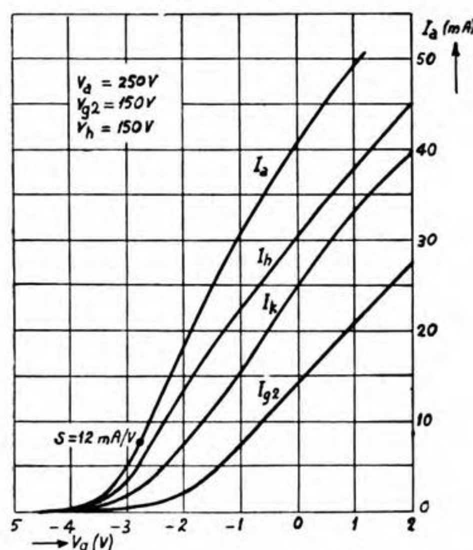


Fig. 2. — Corrente dei diversi elettrodi del moltiplicatore termoionico a emissione secondaria in funzione della tensione della griglia di comando: I_a - corrente anodica; I_k - corrente del catodo; I_h - corrente della placca a emissione secondaria; I_{g2} - corrente della griglia schermo.

Le principali applicazioni dell'emissione secondaria sono il dinatron e i moltiplicatori elettronici.

Il principio di funzionamento del dinatron è ben noto; è interessante osservare che la possibilità di ottenere con esso oscillazioni ad altissima frequenza dimostra come l'emissione secondaria sia un fenomeno pressochè istantaneo; precisamente, il ritardo fra l'urto dell'elettrone primario e l'emissione degli elettroni secondari è stato trovato inferiore a 10^{-8} secondi.

I moltiplicatori elettronici sono di due tipi fondamentali: quelli nei quali gli elettroni primari sono prodotti per effetto fotoelettrico e quelli nei quali sono prodotti per effetto termoelettrico. Per entrambi i tipi la maggiore difficoltà consiste nel dover usare dentro lo stesso tubo catodi fotoelettrici o termoionici a superfici a emissione secondaria, poichè nell'alto vuoto, inevitabilmente, si inquinano a vicenda.

Nei moltiplicatori fotoelettrici la difficoltà è eliminata facendo tutte uguali le superfici; esse sono simili a quelle delle moderne cellule al cesio e sono formate da uno strato di argento ricoperto da ossido di cesio, in cui sono incorporati per assorbimento atomi di cesio; la sen-

sibilità fotoelettrica è dovuta agli atomi di cesio, il potere emissivo secondario è proprio, invece, dell'ossido di cesio.

Nel caso del moltiplicatore termoelettronico, le materie che evaporano dal catodo incandescente (bario od ossido di bario), depositandosi sulla superfice a emissione secondaria, provocano una diminuzione del potere emissivo. Siccome nel vuoto le molecole evaporate procedono in linea retta, esse non raggiungeranno la superfice a emissione secondaria, se questa si trova « fuori di vista » dal catodo; ciò si ottiene interponendo uno schermo fra il catodo e la placca ad emissione secondaria e incurvando, mediante opportuno campo elettrico, il cammino degli elettroni, in modo che possano giungere alla placca girando l'ostacolo. Tubi attuati secondo questo principio sono già stati descritti anche in questa rivista (1). Merita segnalazione il fatto che, per esempio, nel tubo Philips 4696, la conduttanza mutua risulta di 12 ÷ 14 mS con una corrente anodica di 8 mA, mentre che la corrente primaria è di soli 2,5 mA (fig. 2). Una conduttanza mutua così alta è molto utile quando l'impedenza del circuito anodico deve essere bassa, come nell'amplificazione di larghe bande di frequenza, necessaria nella televisione.

Teoricamente è possibile costruire tubi dello stesso tipo con numero maggiore di stadi, ma le complicazioni che ne provengono supererebbero l'utile che si potrebbe ottenere.

Sa. Ma.

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

L. A. Meacham — **Oscillatore stabilizzato a ponte.** (Proc. I. R. E., ottobre 1938, XXVI, 10, pag. 1278-1294, con 11 fig.).

Il dispositivo proposto dall'autore, il cui schema fondamentale è riportato in figura 1, è inteso a ridurre ad un grado minimo l'influenza che i tubi elettronici e le costanti della loro alimentazione possono esercitare sulla frequenza di oscillazione, nel senso di farla differire da quella del risuonatore di comando. È ovvio anzitutto quanto convenga che tale risuonatore abbia un elevato grado di selettività: si adopera perciò un quarzo (impedenza Z_4 della figura 1).

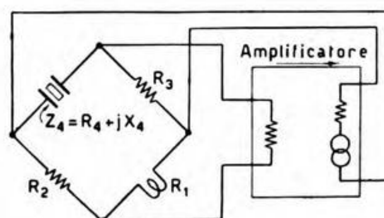


Fig. 1. — Schema di principio dell'oscillatore stabilizzato a ponte.

Perchè esista un accoppiamento tra entrata ed uscita dell'amplificatore, e perchè possa cioè sussistere il fenomeno oscillatorio, occorre manifestamente che il

(1) A. F., 1939, VIII, p. 70.

ponte non sia equilibrato; tuttavia lo squilibrio può essere ridotto ad un valore minimo se il guadagno dell'amplificatore è elevato. Le connessioni con l'amplificatore siano stabilite in modo che lo squilibrio, che dà l'accoppiamento di senso giusto, sia quello per cui risulta R_1 minore del valore di equilibrio; la resistenza R_1 abbia un forte coefficiente di temperatura positiva (ad esempio sia ottenuta con un filamento di lampada di tungsteno). Se lo squilibrio a circuito in riposo è forte, l'oscillazione si stabilisce dapprima rapidamente con una notevole ampiezza, ma subito dopo decresce giacchè il calore sviluppato dall'oscillazione fa aumentare il valore della resistenza R_1, diminuendo quindi lo squilibrio del ponte ed il grado dell'accoppiamento reattivo. Si arriva presto, per l'ampiezza di oscillazione, ad una condizione di regime in corrispondenza di un piccolo valore di squilibrio del ponte.

In tale modo, secondo l'autore, si ottiene una notevole stabilizzazione dell'ampiezza e della frequenza di oscillazione, quasi indipendentemente dalle variazioni dei parametri dell'amplificatore; il circuito proposto sarebbe quindi indicato per l'uso nei campioni di frequenza, negli orologi a quarzo e in apparecchiature analoghe.

F. Ve.

LINEE E CONDUTTURE.

L. BRILLOUIN — **Effetti delle irregolarità dei cavi sulla trasmissione e in particolare sulla televisione.** (Ann. P. T. T., aprile 1938, XXVII, 4, pag. 269-321, con 21 fig.).

Il presente articolo, di carattere teorico, è una discussione e una generalizzazione di due studi sullo stesso argomento pubblicati recentemente in Germania e in America (1). Le principali conclusioni che interessano per le applicazioni pratiche possono essere riassunte come segue.

1. - Le irregolarità dei cavi, dipendenti da piccole imperfezioni costruttive, si manifestano elettricamente come variazioni dell'impedenza caratteristica, la quale, in un punto qualsiasi x del cavo, è data da una espressione del tipo $Z(x) = Z_0 + S(x)$, dove Z_0 è l'impedenza caratteristica media dell'intero cavo. La media $\overline{S(x)}$ delle variazioni locali di Z è naturalmente eguale a zero, benchè non sia nulla la media $\overline{|S|^2}$ dei quadrati dei valori assoluti.

Le deviazioni d'impedenza producono riflessioni parziali della corrente trasmessa. La somma delle onde parziali riflesse, che arrivano all'entrata del cavo, formano il cosiddetto « flusso riflesso », la cui ampiezza ha valor medio proporzionale alla radice quadrata del seguente numero:

(1) M. DIDLAUKIS e H. KADEN: E. N. T., 1937, XIV, p. 13; A. F., 1937, VII, p. 386.
P. MERTZ e K. W. PFLEGER: Bell S. T. J., 1937, XVI, p. 541.

[1] $$\overline{|p|^2} = \frac{1}{4}\,\frac{\alpha^2}{\beta}\,\frac{\overline{|S|^2}}{Z_0^2}\,F(2\gamma)\,,$$

dove $\gamma = \beta + j\alpha$ è la costante di propagazione del cavo (alla frequenza che si considera). Questa formula, che dà il quadrato medio di $|p|$, vale per linee lunghe (tali cioè che $\gamma L > 1$ neper, essendo L la lunghezza del cavo) e mostra che l'ampiezza media del flusso riflesso, essendo proporzionale $\sqrt{\overline{|p|^2}}$, è proporzionale all'entità media delle deviazioni di impedenza S/Z_0, nonchè a una funzione $F(2\gamma)$, che serve a tener conto del modo come le irregolarità sono distribuite lungo il cavo (e della quale si parlerà più avanti). Esso inoltre è tanto maggiore quanto minore è la costante di attenuazione β del cavo, mentre è indipendente dalla sua lunghezza L (purchè $\beta L > 1$).

Per effetto della riflessione, l'impedenza all'entrata del cavo (la quale, per L abbastanza grande, sarebbe eguale a Z_0) risulta alterata. Il quadrato medio della variazione dell'impedenza all'entrata è proporzionale a $\overline{|p|^2}$; in particolare, per linee lunghe, la parte reale ΔZ_r di tale variazione è data dalla formula:

[2] $$\overline{(\Delta Z_r / Z_0)^2} = 2\,\overline{|p|^2}.$$

Su questa relazione si basa un metodo di determinazione sperimentale di p mediante misure di $\overline{\Delta Z_r / Z_0}$.

Oltre alle suddette riflessioni verso l'entrata del cavo, le irregolarità d'impedenza producono delle riflessioni doppie, che dànno luogo ad un flusso diretto nello stesso senso della corrente principale. Con certe restrizioni e approssimazioni si dimostra che il valor medio dell'ampiezza del « flusso secondario concomitante » che arriva all'uscita del cavo è proporzionale al seguente coefficiente:

[3] $$\sqrt{\overline{|q|^2}} \simeq 2\sqrt{\beta L}\cdot\overline{|p|^2} = \sqrt{\beta L}\cdot\overline{(\Delta Z_r / Z_0)^2}$$

e cresce, come si vede, proporzionalmente alla radice quadrata della lunghezza L (purchè $\beta L > 1$).

Il flusso secondario, essendo formato di onde parziali, che percorrono due volte la distanza compresa fra le coppie di punti nei quali avvengono le due riflessioni che le producono, arriva all'uscita del cavo con un certo ritardo, e forma quindi uno strascico, una coda del segnale ricevuto. Il valor medio, calcolato mediante la [3], dell'ampiezza di tale strascico (il quale evidentemente costituisce un disturbo) decresce, dopo la fine del segnale principale, con legge esponenziale, come mostra la figura 1. La sua costante di tempo è data da $\theta = 1/\beta w$ ed è, come si vede, tanto più grande quanto minori sono la costante di attenuazione β e la velocità di propagazione w (grandezze dipendenti soltanto dalle dimensioni del cavo e dalla frequenza).

2. - Il flusso secondario, benchè sia di second'ordine rispetto al flusso riflesso (come appare dalla formula [3]), è quello che dà luogo ai disturbi più importanti, specialmente nel caso della televisione. Dato

che la trasmissione televisiva può considerarsi costituita da una serie di segnali di forma rettangolare (corrispondenti ai punti più o meno chiari risultanti dall'analisi che l'apparecchio di presa fa della figura da trasmettere), ne segue che il suddetto strascico si manifesta, nel

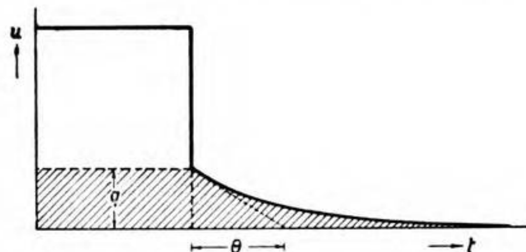


Fig. 1. — Strascico prodotto dal flusso secondario.

passaggio dai punti chiari a quelli scuri dell'immagine ricevuta, come una sfumatura la quale si estende su molti punti, perchè la costante di tempo θ è assai maggiore della durata di ciascun punto.

Esperimenti fatti in diversi modi ([2]) hanno mostrato che la visione non risulta sensibilmente disturbata, se l'ampiezza iniziale dello strascico non supera l'1 % o al massimo il 2 % dell'ampiezza del flusso principale, ossia se $\overline{|q|^2} \leqslant 4 \cdot 10^{-4}$. Da questa condizione si può, per mezzo delle formule suindicate, risalire al valor massimo ammissibile per le irregolarità di un dato cavo.

Per esempio, se si considera un cavo coassiale caratterizzato da un'attenuazione di 0,4 neper/km alla frequenza di 4 MHz (cavo avente diametri di circa 3,9 e 14,2 mm) e si vuole che per una lunghezza L di 1000 km, l'ampiezza media del flusso secondario a tale frequenza non sia maggiore dell'1 %, si trova (formula [3]) che $\overline{|p|^2}$ e la variazione $\Delta Z_r / Z_0$ dell'impedenza all'entrata non devono superare rispettivamente il 0,25 % e l'1,58 %; poi, ricorrendo alla formula [1] e tenendo conto che si ha sempre $Z_0 \simeq 71\ \Omega$, si trova che la grandezza $\overline{|S|^2} \cdot F(2\gamma)$ non dev'essere maggiore di $0{,}25\ \Omega^2 \cdot \mathrm{m}$. Per $L = 100$ km, si trova $\overline{|S|^2} \cdot (2\gamma) = 0{,}79\ \Omega^2 \cdot \mathrm{m}$, cioè $\sqrt{10}$ volte di più.

3. - Il problema è dunque ricondotto (§ 1) allo studio della funzione:

$$G = \overline{|S|^2} \cdot F(2\gamma) \,, \tag{4}$$

il primo fattore della quale è la media dei quadrati delle deviazioni locali di Z e il secondo è una funzione che dipende dalla forma e dalla distribuzione di tali variazioni nel senso della lunghezza del cavo. A

([2]) Vedasi anche H. KADEN: E. F. D., 1938, 49, p. 170.

questo riguardo bisogna tener conto del fatto, che ogni irregolarità costruttiva in un cavo (per esempio una variazione di diametro) si estende per una certa lunghezza o si ripete ogni tanto ed ha un anda-

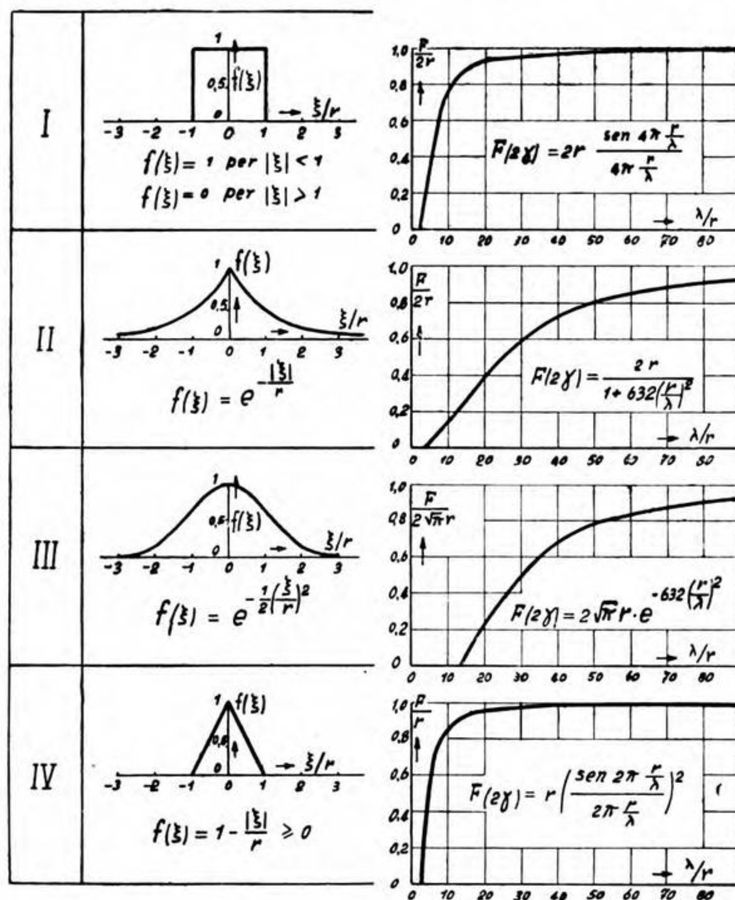


Fig. 2. — Alcuni tipi di funzioni di correlazione (a sinistra) e delle corrispondenti funzioni integrali (a destra): r - distanza di correlazione; λ - lunghezza d'onda.

mento non del tutto casuale. C'è per conseguenza una certa correlazione fra le deviazioni $S(x)$ ed $S(x_1)$ che si riscontrano in punti distanti fra loro di un intervallo $(x - x_1)$ non troppo grande.

L'intervallo entro il quale sussiste la correlazione, e la forma della « funzione di correlazione » $f(\xi)$, dove $\xi = (x - x_1)$, dipendono natural-

mente dal tipo di cavo che si considera e dal carattere delle sue irregolarità. Alcuni esempi, puramente ipotetici, sono indicati nella figura 2: la funzione $f(\xi)$ è sempre simmetrica e decresce da 1 a 0 in base a un parametro r detto « distanza di correlazione ». La funzione $F(2\gamma)$, che compare nella G e quindi nel calcolo di p e di q, è una funzione integrale della $f(\xi)$: nella figura 2 sono anche riportate le sue espressioni analitiche e grafiche, corrispondenti ai quattro esempi dati per la $f(\xi)$. Come si vede, la $F(2\gamma)$ diminuisce, per un dato valore della distanza di correlazione r, col diminuire della lunghezza d'onda λ, cioè col crescere della frequenza. Ne segue che l'ampiezza media del disturbo, la quale (formula [3]) sarebbe proporzionale alla potenza 1,75 della frequenza f se $F(2\gamma)$ fosse costante, cresce secondo una potenza di f decrescente da 1,75 a 0, cioè cresce sempre meno rapidamente fino a un valor massimo, che corrisponde a circa $\lambda = r$.

Un altro esempio di legge di correlazione, più complessa di quelle indicate nella figura 2, è data dalla somma di una funzione del tipo IV, con distanza di correlazione eguale alla lunghezza l delle pezzature di fabbrica, e di una funzione del tipo II, con distanza di correlazione r (minore di l) che tenga conto delle variazioni rispetto all'impedenza media di ogni singola pezzatura. La trattazione di questo caso porta a concludere, che le differenze fra le impedenze medie delle pezzature che costituiscono un lungo cavo, dànno luogo a disturbi meno importanti di quelli dovuti alle irregolarità interne delle singole pezzature, in specie se queste si dispongono in linea secondo un ordine opportuno.

4. - Qualunque sia il tipo di funzione di correlazione considerato, soltanto l'esperimento può dare i valori numerici della funzione $F(2\gamma)$ e quindi di G (formula [4]). L'esperimento consiste nel determinare, mediante un gran numero di misure dirette sul cavo, il valor medio $\sqrt{\overline{|S|^2}}$ delle deviazioni locali dell'impedenza e il valore della distanza di correlazione r, di cui la $F(2\gamma)$ è funzione. Basti qui accennare, anche in base a dati recenti (²), che nei cavi coassiali più moderni il suddetto valor medio è inferiore a 0,1 Ω (cioè dell'ordine dell'1 $^0/_{00}$ di Z_0) e che r è dell'ordine di uno o pochi metri. Ciò dà luogo a valori di G e quindi di $\sqrt{\overline{|q|^2}}$ che sono praticamente sempre entro i limiti ammissibili per una televisione senza sensibili disturbi, come si è detto al § 2.

F. Ma.

MISURE.

J. B. Sherman — **Un tracciatore di curve di risposta ad audiofrequenza.** (Proc. I. R. E., giugno 1938, XXVI, 6, pag. 700-712, con 10 fig.).

Il diagramma rappresentato in figura 1 mostra i vari componenti del complesso, che serve alla riproduzione — sullo schermo, a lunga persistenza di immagine, di un tubo a raggi catodici — della curva di risposta in bassa frequenza di un determinato trasduttore.

Un oscillatore a rilassamento, costituito con un triodo a gas di tipo 885, fornisce la tensione di comando a un tubo, il quale regola automaticamente la frequenza di uno dei due oscillatori di un generatore a battimenti e permette così di variare in modo continuo la bassa frequenza da questo generata, entro un campo da 20 a 15 000 Hz. Il tempo in cui questo intervallo di frequenza viene percorso può essere regolato da 10 secondi fino ad 1 minuto.

Attraverso uno stadio amplificatore, l'oscillazione a bassa frequenza viene applicata all'apparato di cui si desidera conoscere la curva di

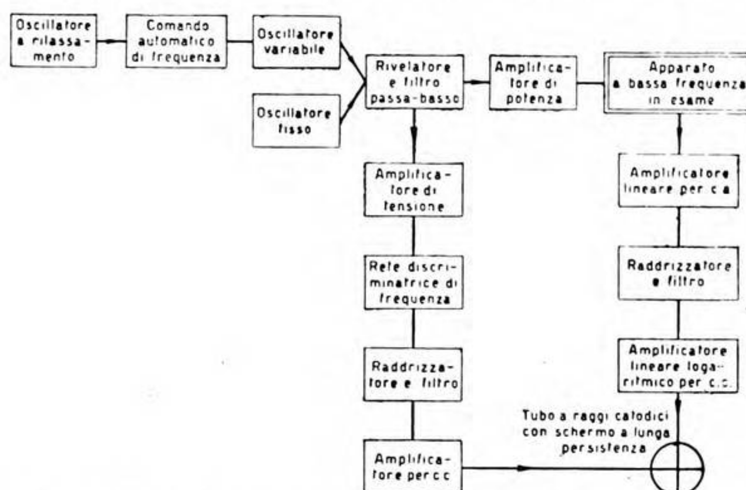


Fig. 1. — Schema del tracciatore di curve di risposta ad audiofrequenza.

risposta. La tensione di uscita di quest'ultimo viene poi amplificata, rettificata, filtrata, e quindi, dopo essere stata nuovamente amplificata da un amplificatore per corrente continua, applicata alle placche deviatrici verticali di un tubo a raggi catodici. L'amplificatore a corrente continua fornisce una tensione di uscita che può variare o linearmente o logaritmicamente con la tensione di entrata, in modo da poter ottenere una deviazione verticale in scala lineare o logaritmica.

Dal generatore a battimenti, attraverso un amplificatore di tensione ed una rete a resistenze e capacità (costituita in modo da ottenere una tensione di uscita variabile con la frequenza secondo una legge determinata, nel caso nostro logaritmica), viene fornita una tensione che, rettificata, filtrata e amplificata mediante un amplificatore lineare a corrente continua, serve a produrre la deviazione orizzontale del raggio elettronico del tubo a raggi catodici.

In questo modo, durante un periodo dell'oscillazione di rilassamento, sullo schermo del tubo a raggi catodici viene descritta una curva, le cui

ordinate variano o linearmente o logaritmicamente con la tensione di uscita dell'apparato sotto prova, mentre le ascisse dànno le corrispondenti frequenze secondo una determinata scala.

La persistenza dell'immagine sullo schermo del tubo a raggi catodici usato, è tale che la curva resta visibile, con intensità luminosa ridotta, per circa mezzo minuto; per ciò più curve distinte possono rimanere visibili contemporaneamente e quindi è possibile paragonare diverse condizioni di funzionamento dell'apparato.

Vengono descritti in modo particolareggiato i vari componenti del complesso, si dànno alcuni esempi di impiego, e si riportano i risultati di prove eseguite su un amplificatore e su un altoparlante.

G. Pr.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

H. A. WHEELER e A. V. LOUGHREN — **La finezza delle immagini televisive.** (Proc. I. R. E., maggio 1938, XXVI, 5, pag. 540-575, con 10 fig.).

L'analisi della struttura delle immagini televisive viene condotta seguendo concetti simili a quelli che servono di base allo studio delle immagini ottiche e fotografiche.

Analogamente alla nota definizione ottica del « cerchio di confusione » (che corrisponde all'immagine di un oggetto puntiforme), risulta conveniente, allo scopo di determinare la finezza di particolari ottenibile in un dato sistema televisivo, definire una « zona di confusione ». Poichè la riproduzione televisiva delle immagini non ha il carattere di simmetria che si riscontra nel caso ottico, si dovranno in questa zona considerare due dimensioni distinte: la « altezza di confusione » e la « larghezza di confusione », rappresentate rispettivamente, la prima, dal valor medio dell'ampiezza con cui viene riprodotta una linea semi-orizzontale (cioè una linea quasi parallela alle righe di analisi), la seconda, dall'analogo valore per una linea verticale.

Dallo studio relativo all'altezza di confusione, si ricava (fig. 1) che per ottenere una immagine esatta di ogni linea semi-orizzontale occorre che, nel caso teorico di punto esploratore con intensità luminosa costante su tutta la superficie, la distanza tra riga e riga, adottata nel sistema di analisi, risulti identica all'ampiezza del punto luminoso esploratore. Quando invece la distribuzione dell'intensità luminosa nel punto esploratore risulta variabile radialmente, occorre che l'intensità luminosa vari tra riga e riga secondo la legge del quadrato del coseno, e che la larghezza di ciascuna riga risulti doppia del passo di analisi (fig. 1 *c*).

In questo secondo caso, che sembra più compatibile con la reale distribuzione dell'intensità luminosa nella sezione del fascetto elettronico, usato nei comuni tubi televisivi, si ottiene che l'altezza di confusione risulti uguale ad 1,41 volte la distanza tra riga e riga. Dato l'uso di un punto esploratore circolare anche la larghezza di confusione risulta

di valore assai prossimo al precedente e precisamente ne differisce soltanto del 6 % in meno.

Per mantenere questi valori di finezza di particolari nella trasmissione dei segnali televisivi attraverso le apparecchiature elettriche, è necessario che queste ultime presentino particolari caratteristiche di fedeltà. Si dimostra, analiticamente, usando l'integrale di Fourier, nel caso di un unico impulso istantaneo, che per riprodurre un segnale gene-

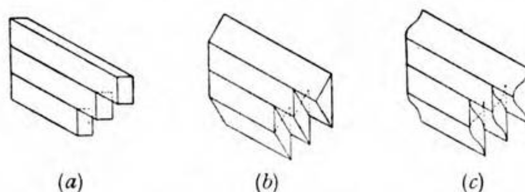


Fig. 1. — Rappresentazione figurativa di tre sistemi di analisi (lo spessore corrisponde all'intensità luminosa):
a - righe contigue e punto luminoso ad intensità costante;
b - righe sovrapposte (ciascuna riga risulta doppia del passo di analisi) e punto luminoso ad intensità variabile linearmente;
c - righe sovrapposte (ciascuna riga risulta doppia del passo di analisi) e punto luminoso ad intensità variabile con la legge del coseno quadrato.

rato da un punto analizzatore del tipo suddetto, il sistema elettrico deve presentare perfetta fedeltà di riproduzione sino ad una frequenza f_c, cui corrisponda un periodo doppio del tempo necessario al punto luminoso per l'analisi della larghezza di confusione. La risposta degli amplificatori per un'entrata costante deve poi man mano decrescere per frequenze più elevate di f_c e risultare quasi nulla per $2 f_c$, poichè se si avesse una brusca frequenza di taglio si otterrebbero immagini spurie al ricevitore.

Nel caso particolare di un sistema di televisione avente un rapporto di quadro di 1,33 e che presenti 30 quadri e 441 righe al secondo, la teoria precedente richiederebbe una banda di frequenze di 8,5 MHz. Nel caso in cui ogni canale televisivo sia stabilito di 6 MHz, si ritiene buona soluzione di compromesso l'adottare per f_c il valore di 2,75 MHz e limitare la banda visiva a 4,25 MHz, ricorrendo nella trasmissione per via radio al sistema di modulazione a banda unica.

R. S.

TUBI ELETTRONICI.

J. G. W. Mulder — **Tubi regolatori di corrente.** (Rev. techn. Philips, marzo 1938, III, 3, pag. 74-80, con 10 fig.).

La prima richiesta di tubi regolatori di corrente risale al 1903 con l'avvento della lampada Nernst e già da allora la tecnica si orientava

verso un tipo a filamento di ferro in ambiente di idrogeno, per il quale la caratteristica I, V presenta un esteso tratto orizzontale.

Analiticamente, potendosi scrivere che:

$$I = \sqrt{\frac{A\,(T)}{R\,(T)}}$$

ove sono:

$A = A_0 \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\alpha}$ la perdita totale di energia calorifica,

$R = R_0 \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\varrho}$ la resistenza del filamento,

la condizione di corrente costante è espressa dalla relazione:

$$R\,\frac{dA}{dT} - A\,\frac{dR}{dT} = 0$$

cioè da $\varrho = \alpha$.

Per soddisfare alla condizione trovata dato che i valori di ϱ e di α sono circa eguali rispettivamente ad 1 e 4 al fine di aumentare il primo,

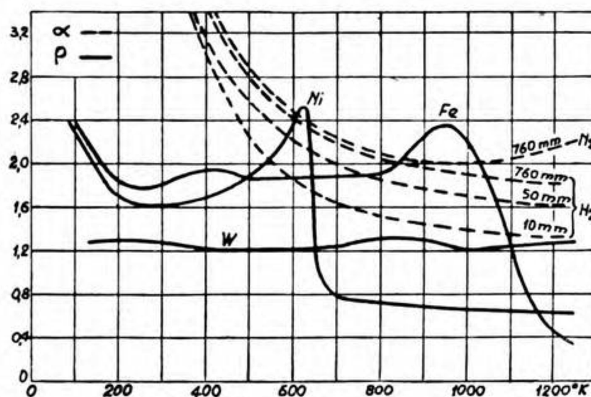


Fig. 1. — Valori di ϱ e di α per diversi metalli e diversi gas, in funzione della temperatura assoluta.

si ricorre a filamenti di ferro e di nichel per i quali, in un'opportuna zona di temperatura, i valori di ϱ sono compresi fra 2 e 2,5, al fine di diminuire il secondo, si ricorre ad un gas leggero, a bassa pressione (idrogeno, elio).

Per piccole intensità di corrente i sottili filamenti si fanno in lega ferro-nichel, perchè quelli di ferro, cambiando di stato allotropico a 906°C, perdono la resistenza meccanica. Per intensità di corrente maggiori di 6 A si consiglia di montare più tubi in parallelo, diminuendo così il tempo necessario a raggiungere il regime di temperatura; per tensioni elevate, maggiori di 250 V, non è conveniente montarli in

serie, perchè, per piccole differenze nelle caratteristiche, ad uno stesso valore della corrente possono corrispondere punti di funzionamento molto diversi: se, ad esempio, uno è all'inizio e l'altro al termine del tratto orizzontale della caratteristica, uno dei due tubi non è in grado di sopportare un eventuale sovraccarico.

Esprimendo con $\frac{\Delta V}{V} = p \frac{\Delta I}{I}$ la caratteristica di V, I relativa ad un carico generico, nell'intorno del punto di funzionamento (p vale 1 per una resistenza costante, 2 per una lampada a tungsteno, 0,7 per una a filamento di carbone, infinito per i tubi a ferro-idrogeno) si possono calcolare le fluttuazioni percentuali della tensione ai capi di un determinato carico munito di tubo regolatore. Tali fluttuazioni sono tanto più ridotte quanto maggiore è il rapporto $\frac{V_r}{V_t}$, tra la tensione ai capi del tubo regolatore e la tensione di alimentazione del circuito. Nell'articolo sono riportati alcuni valori numerici calcolati, assumendo per la caratteristica del tubo regolatore $p = 10$.

Al momento della chiusura del circuito i tubi regolatori presentano una resistenza molto bassa; ciò determina un impulso di corrente che può raggiungere un valore circa quadruplo di quello di regime. Per eliminare tale inconveniente si è costruito un tipo racchiudente in serie al filamento un semiconduttore la cui resistenza di 2000 Ω a freddo scende a 100 Ω a 300°C.

L. V.

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

Sono stati esposti, alla Fiera Mondiale di New York ed alla Esposizione di San Francisco, esemplari di una **macchina parlante.** È la prima volta che si dispone di un apparecchio dotato di sì straordinaria possibilità, come con evidente e del resto giustificato compiacimento, si segnala nel fascicolo del febbraio 1939 di *Bell Lab. Record.*



Fig. 1. — Veduta dell'apparecchio.

L'apparecchio è costituito da un complesso di circuiti elettrici governati da una tastiera e terminanti ad un altoparlante, i quali corrispondono alle parti essenziali, che nel corpo dell'uomo servono alla produzione della voce.

Nella voce si hanno due specie di suoni. Una specie è ottenuta dal passaggio del fiato nella bocca, fra palato e lingua e fra i denti: si formano in tal guisa le consonanti come la « s », la « f » e così via, e tutti i suoni che si producono fischiando. L'apparecchio contiene appunto una sorgente elettrica capace di generare una serie di suoni di questo tipo. L'altro tipo di suoni, che entrano a costituire la voce, dipende dalle corde vocali: fra di essi, soprattutto importanti sono i suoni corrispondenti alle vocali. Mediante le corde vocali si produce un suono molto complesso di tipo musicale: parlando, la cavità della bocca viene opportunamente sagomata in modo da permettere la emissione di alcune parti soltanto del suono complesso e si ottengono così le diverse vocali. Nell'apparecchio la sorgente elettrica, corrispondente alle corde vocali,

è costituita da un oscillatore a riiassamento, che produce un'oscillazione a denti di sega la cui frequenza può essere variata mediante un pedale; con questo è anche possibile conferire alla voce un'inflessione crescente o decrescente. Una serie di filtri e di attenuatori consente di scegliere il gruppo di armoniche, contenute nell'oscillazione, che è necessario per la produzione della vocale desiderata.

Pare che la voce così prodotta abbia un « accento un po' elettrico », ma è per il resto naturale. È necessario un lungo esercizio per imparare a servirsi dello strumento.

Dell'apparecchio non si dànno per il momento più ampi particolari, come maggiori particolari non si dettero dell'apparecchio per la sintesi della voce (1), da cui l'attuale deriva. Esso è stato denominato dai tecnici del Gruppo Bell, che in parecchi vi hanno lavorato per molti anni, « Pedro the Voder »: Pedro, a ricordare l'imperatore del Brasile, che, una sessantina di anni or sono, nell'ascoltare per la prima volta il telefono, pare esclamasse, precorrendo un po' i tempi: mio Dio, parla. Il secondo termine « Voder » è stato invece ottenuto, si potrebbe dire per sintesi, dalla frase « Voice Operation DEmonstratoR ».

An. Gi

MISURE.

Nel fascicolo di giugno 1938 dei *Proc. I. R. E.*, H. R. Meahl descrive un **amperometro per altissime frequenze** (frequenze fino a 100 MHz ed oltre) attuato sul principio dell'amperometro ad anello oscillante di Turner e Michel (2). L'anello oscillante nel nuovo tipo è sostenuto mediante perni; la misura della sua frequenza di oscillazione viene effettuata mediante un dispositivo a fotocella e un orologio sincrono a 1000 Hz. Vengono esaminati i fattori che intervengono nella determinazione della costante dell'apparecchio, e si dimostra che questa, per frequenze superiori a 10 MHz, dipende soltanto dalle caratteristiche geometriche e meccaniche del sistema oscillante. Un'interessante applicazione dell'apparecchio consiste nell'esame degli errori delle termocoppie a frequenze molto alte: sono riferiti dati su alcune termocoppie tipiche.

L. P.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

Di due nuovi pentodi trasmittenti di piccola potenza, Western 312 A e 322 A, previsti per la **modulazione nel circuito della griglia di soppressione,** dà notizia C. B. Green nel fascicolo di ottobre 1938 di *Bell Lab. Record*.

---

(1) A. F., 1937, VI, p. 253.
(2) Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 1367; A. F., 1938, VII, p. 341.

Come risulta dalla figura 1, che fornisce la caratteristica dinamica di modulazione di uno dei due tubi, la regolazione dell'ampiezza dell'oscillazione ad alta frequenza viene svolta totalmente nella zona di tensioni negative della griglia di soppressione, sicchè la modulazione

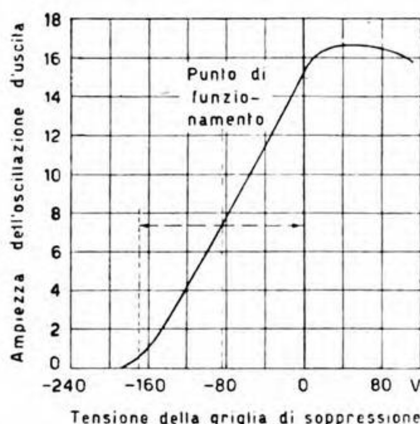


Fig. 1. — Caratteristica dinamica di modulazione, del tubo 312 A, mediante tensione applicata alla griglia di soppressione.

può aver luogo con un consumo di potenza a frequenza acustica praticamente nullo.

Caratteristica importante di questi tubi è quella di una griglia di soppressione attuata in modo da raggiungere con essa una buona azione di schermatura della placca, in aggiunta a quella svolta dalla normale griglia schermo. In tale modo si ottiene, da un lato, che l'ampiezza di oscillazione ad alta frequenza può, con l'uso di tensioni negative sufficientemente grandi alla griglia di soppressione, essere completamente ridotta a zero, e dall'altro, che resta generalmente eliminata la necessità di neutralizzazioni anche quando si operi a frequenze molto alte.

F. Ve.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Delle applicazioni pratiche delle **onde ultracorte nei relè radio,** trattano J. E. Smith, F. H. Kroger e R. W. George, nel fascicolo di novembre 1938 dei *Proc. I. R. E.*, riportando informazioni di carattere generale relative al collegamento tra New York e Philadelphia stabilito a mezzo di un relè a New Brunswick, e di un ulteriore relè su Arney's Mount.

Le lunghezze di ciascuno dei percorsi parziali sono dell'ordine di 50 km, la potenza di trasmissione di circa 200 W, e l'onda impiegata è

di circa 3 m (l'onda adottata per il percorso intermedio è del 5 % superiore alle altre).

La ricezione ha luogo con supereterodine a doppia conversione di frequenza: i circuiti risonanti, e nel ricevitore, e nel trasmettitore, sono del tipo a linea, per modo che il coefficiente di risonanza e la stabilità di frequenza raggiungono valori assai elevati. Nel trasmettitore, nonostante la mancanza di pilota, in grazia alla linea coassiale avente un coefficiente di risonanza di 15 000, la modulazione di frequenza resta limitata entro il 5/100 000 per una modulazione di ampiezza del 100 %.

La banda di frequenza ricoperta è di 20 000 Hz, suddivisa in cinque canali telegrafici e due canali di facsimile.

L'esperienza, di un periodo di quasi due anni, ha mostrato che i disturbi di varia natura influenzano minimamente e che la stabilità è assai buona; il risultato complessivo del collegamento è dunque ottimo.

F. Ve.

VARIE.

Ricorrendo il cinquantenario dell'inizio delle esperienze di Hertz sulle onde elettromagnetiche, J. Blanchard, sotto il titolo di **Hertz lo scopritore delle onde elettriche,** pubblica, nel numero di maggio 1938 dei *Proc. I. R. E.*, una breve biografia del fisico tedesco, ponendone in rilievo la modestia veramente eccezionale. Ad essa fanno seguito un'analisi del significato delle esperienze stesse nel quadro della fisica del tempo, ed una documentazione della risonanza mondiale che esse ebbero e del generale compianto per l'immatura morte dello scienziato.

R. S.

NUOVI APPARECCHI

Amplificatori autoregolati.

SERGIO BERTOLOTTI

Premesse alcune considerazioni sulla necessità di ridurre la dinamica delle esecuzioni destinate alla registrazione o alla radiotrasmissione, necessità giustificata da considerazioni di rendimento del mezzo riproducente e dalle limitazioni imposte dal livello del rumore di fondo proprio di ciascun mezzo, si esaminano gli inconvenienti a cui dà luogo questa riduzione di dinamica quando è effettuata manualmente. Si accenna ai requisiti fondamentali richiesti in un dispositivo di regolazione automatica per raggiungere lo scopo e si definiscono i due tempi del processo di autoregolazione: il tempo di regolazione *e il* tempo di ritorno a regime. *Si conclude che il primo deve essere brevissimo e non maggiore di 1 200 di secondo, mentre il secondo è variabile a seconda del tipo di esecuzione riprodotta e deve comunque essere compreso fra 2 e 10 secondi. Si descrive quindi un dispositivo autoregolato, previsto per una compressione di 20 decibel, nel quale il tempo di regolazione raggiunge un decimillesimo di secondo, mentre il tempo di ritorno a regime è reso variabile a volontà tra 2 e 10 secondi.*

1. - Premesse.

L'opportunità di ridurre gli scarti di ampiezza delle tensioni ricavate dal microfono per ottenere una registrazione sonora o una trasmissione radio è universalmente ammessa, sebbene con una certa latitudine di limiti, da tutti coloro che si occupano di questioni elettroacustiche. Essa deriva da limitazioni imposte da considerazioni di rendimento e da considerazioni di opportunità. Quelle di rendimento si fondano su osservazioni statistiche le quali dimostrano che per un dato genere di esecuzione il livello medio è generalmente assai basso se paragonato

col livello massimo che può capitare nel corso dell'esecuzione per frazioni assai piccole del tempo totale (1).

Le considerazioni di opportunità riguardano principalmente il livello del rumore di fondo, proprio di ogni sistema di riproduzione. Esso è variabile a seconda del mezzo usato e in generale si può ritenere che per le registrazioni su dischi, pellicole o nastri magnetici esso sia mediamente compreso fra un minimo di 50 e un massimo di 30 dB sotto il massimo livello indistorto registrabile. Nelle moderne installazioni radiofoniche si riesce oggi a non superare i 60 dB sotto il valore corrispondente al 100 % di modulazione in corrispondenza dell'antenna. Non si deve però dimenticare che i ricevitori commerciali hanno pur essi un livello minimo del rumore di fondo, il quale (astrazione fatta dai disturbi industriali o atmosferici, ma limitandoci a considerare la ricezione della stazione locale, per lo più esente da disturbi) difficilmente scende oltre i 40 dB sotto il livello del massimo suono indistorto che il ricevitore può fornire. Se si tien conto del fatto che il ricevitore è un anello indispensabile della catena interposta fra l'esecuzione e l'ascoltatore, si deve concludere che anche per le trasmissioni radiofoniche più perfette non si può fare assegnamento su un livello di rumore di fondo che sia minore di oltre 40 dB, ed eccezionalmente di 50 dB rispetto al livello della modulazione massima. Volendo quindi che in ogni caso il livello del suono più debole trasmesso superi di almeno 10 dB il rumore di fondo, si può concludere che la massima dinamica oggi consentita per i sistemi di riproduzione elettroacustici deve essere contenuta entro i limiti seguenti: da un minimo di 20 dB a un massimo di 40 dB per le registrazioni in genere; da un minimo di 30 dB a un massimo di 40 dB per le trasmissioni radiofoniche.

2. - Regolazione manuale di livello.

In ogni impianto di registrazione o di trasmissione la funzione di controllare la dinamica dell'esecuzione è affidata a una persona che ha il compito esclusivo di manovrare i potenziometri degli amplificatori microfonici in modo da evitare le sovramodulazioni o livelli troppo bassi prolungantisi per un tempo eccessivo. Questa funzione, naturalmente delicatissima, richiede possibilmente la conoscenza almeno approssimata dell'andamento generale della dinamica dell'esecuzione in corso. Tale conoscenza, relativamente facile da ottenersi quando si tratta di trasmissioni o registrazioni appositamente allestite negli auditori, in

(1) E. L. E. PAWLEY: The effect of volume compression on the tolerable noise level in electrical communication systems - W. E., 1937, XIV, p. 12.
H. FLETCHER: Some physical characteristics of speech and music - Bell S. T. J., 1931, X, p. 349.
P. PONTECORVO: Considerazioni sulla dinamica dei suoni - R. C. XLIII Riunione A. E. I., 1938, III, n. 208.

sede di prova, è assai problematica, se non impossibile, quando si tratta di un'esecuzione proveniente da una sala di concerti o da un teatro e, soprattutto, di una radiocronaca con rumori di folla. Inoltre anche nel caso di trasmissione dall'auditorio la regolazione non è mai strettamente proporzionale: l'operatore dispone generalmente solo di un voltmetro di cresta sull'uscita degli amplificatori, ma è ben difficile che egli riesca a stabilire con esattezza, fra due « fortissimi » intercalati da un « pianissimo », quale dei due abbia in realtà il livello maggiore. Egli si limita a sorvegliare che in entrambi i casi il livello non salga al disopra del massimo valore consentito. Viene quindi quasi completamente frustrato lo sforzo del direttore d'orchestra o degli esecutori inteso a dare, con tutte le sfumature, l'esatto rapporto fra le varie intensità sonore.

La regolazione manuale non è mai tempestiva, nel senso esatto della parola, anche nel caso più favorevole che l'operatore conosca a perfezione la partitura. Nell'imminenza di un « forte » improvviso egli regola qualche secondo *prima* cercando di sfumare, ma abbassa così eccessivamente il livello del « pianissimo » che precede. Se poi il « forte » è imprevisto, egli regola necessariamente *dopo* e, per quanto svelto egli sia, non riuscirà ad evitare che per una frazione di secondo, variabile da 1/5 a 1/2, si verifichi una sovramodulazione che talvolta può raggiungere il 150 ÷ 200 % con il grado di distorsione che è facile immaginare, oltre al pericolo di interruzioni di servizio per eventuali scariche negli organi del trasmettitore.

Queste considerazioni valgono anche quando la persona incaricata della regolazione manuale è molto abile ed è fornita di un certo gusto musicale. A risultati ben peggiori si arriverebbe se questa persona non fosse scelta appositamente secondo un rigoroso criterio di selezione.

3. - Regolazione automatica di livello.

La necessità dimostrata di comprimere la dinamica originaria dei suoni e le difficoltà incontrate nel raggiungere lo scopo con la regolazione manuale hanno fatto nascere da tempo, in numerosi sperimentatori, l'idea di cercare dei dispositivi atti a sostituire la regolazione manuale, rispettando nel miglior modo possibile le necessarie condizioni di tempestività e di proporzionalità. Si noti che non è necessario intendere quest'ultima come assoluta, ma è sufficiente che sia rispettata una certa legge abbastanza graduale di proporzionalità, in quanto l'orecchio non si preoccupa di avvertire che un certo suono è, per esempio, di 6 dB superiore a un altro e che un suono successivo è ancora superiore di 6 dB rispetto al secondo; il senso delle proporzioni è sufficientemente rispettato se il secondo suono risulta soltanto maggiore di 4 dB rispetto al primo e il terzo maggiore di 3 dB rispetto al secondo. L'indispensabile ai fini artistici è che a livelli successivamente crescenti in partenza corrispondano sempre livelli crescenti in arrivo senza che si verifichi mai

un'inversione dei rapporti. Inoltre occorre che la regolazione intervenga con una rapidità tale che non solo non possa essere avvertita dall'orecchio, ma non possa praticamente nemmeno essere dannosa al mezzo di riproduzione usato.

I mezzi proposti per raggiungere questo scopo si possono suddividere in due tipi fondamentali:

a) Dispositivi fondati sul principio di un divisore di tensioni a frequenza acustica, in cui una delle resistenze è fissa e l'altra può essere variata per mezzo di una tensione continua ricavata dal segnale raddrizzato (2).

b) Dispositivi fondati sulle caratteristiche a pendenza variabile di tetrodi o pentodi, in funzione della tensione di polarizzazione di griglia ricavata dal segnale raddrizzato (3).

Entrambi si possono a loro volta suddividere in due gruppi a seconda che la tensione raddrizzata di regolazione è ricavata dal segnale prima o dopo che il segnale stesso è stato regolato.

I dispositivi più recenti usano quasi tutti il segnale a valle dello stadio regolato per ottenere, mediante raddrizzamento, la tensione di regolazione. La tendenza all'autooscillazione del sistema si può facilmente eliminare disponendo le cose in modo che la tensione di regolazione non possa venire amplificata nè trasmessa dall'organo regolato, disponendo quest'ultimo secondo uno schema bilanciato. Per esempio, nei dispositivi di tipo *b*, usando due tubi in controfase come tubi regolati. Il sistema offre inoltre il vantaggio di consentire una maggiore latitudine e flessibilità di uso, in quanto si può a priori escludere che ad un aumento del segnale in arrivo corrisponda un aumento nullo o una diminuzione del segnale uscente: cosa che accadeva abbastanza facilmente quando la tensione di regolazione era ricavata dal segnale a monte dello stadio autoregolato.

4. - Proporzionalità della regolazione automatica.

Una ulteriore suddivisione dei dispositivi autoregolatori distingue quelli nei quali si cerca di ottenere una caratteristica di compressione lineare da quelli nei quali la caratteristica diventa una caratteristica di compressione soltanto da un certo livello in poi. La figura 1 dimostra

(2) H. G. Thilo u. M. Bidlingmaier: Dynamikregler für Rundfunksender - V. N. T. Siemens, 1937, III, p. 417.
L. B. Hallmann Jr.: Practical volume compression - Electronics, 1936, IX, p. 15.
R. C. Mathes a. S. B. Wright: The Compandor: an aid against static in radio telephony - Bell S. T. J., 1934, XIII, p. 315.

(3) J. Groszkowski i W. Rotkiewicz: Amplificator z automatyczna regulacja wzmocnienia - W. P. Instytutu Radjotechnicznego, 1929, I (4), p. 9.
S. Bertolotti: Amplificatore microfonico con regolazione automatica di volume - A. F., 1932, I, p. 412.

la differenza fra due caratteristiche di compressione le quali, pur comprimendo entrambe un intervallo di 60 dB in un intervallo di 40 dB, operano in modo differente.

La linea tratteggiata rappresenta una caratteristica di compressione tipicamente lineare nel senso che ad ogni decibel di variazione del segnale entrante corrisponde una costante variazione percentuale del segnale uscente. In altri termini con questa caratteristica l'amplificatore regola *sempre*, tanto i segnali deboli come quelli forti e li regola in modo che ad ogni variazione di 3 dB del segnale entrante corrisponde sempre una variazione di 2 dB del segnale uscente.

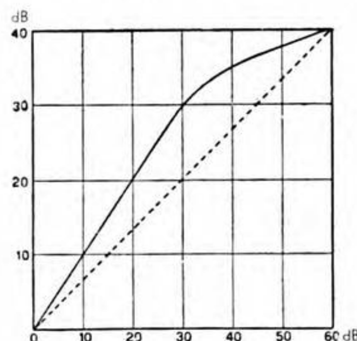


Fig. 1. — Confronto fra due caratteristiche di compressione di un intervallo di 60 dB in un intervallo di 40 dB. La linea tratteggiata è una caratteristica lineare di compressione, quella a tratto pieno è una caratteristica mista.

La linea a tratto pieno rappresenta una caratteristica composta nella quale si nota che il grado di compressione non è costante ma è funzione del segnale; questo secondo tipo di caratteristica è giustificato e spesso preferito per le seguenti considerazioni. Innanzi tutto i computi statistici dimostrano che le durate relative dei vari livelli di una esecuzione sono distribuiti in modo che, percentualmente, il tempo maggiore è quello per il quale il segnale si mantiene al disotto di un certo livello ancora abbastanza lontano dal livello massimo assoluto. Disponendo di una caratteristica del tipo di quella a tratto continuo della figura 1, si può ottenere che l'azione regolatrice, pur interessando tutta la seconda metà dell'intervallo ammesso per la dinamica dell'esecuzione originale, non sia continua, ma per un tempo notevole dell'esecuzione tutto avvenga come se l'amplificatore non fosse autoregolato. Si noti per incidenza che è appunto in corrispondenza dei livelli bassi che le sfumature d'intensità assumono la maggiore importanza. Quando invece il segnale cresce oltre il limite accennato l'azione regolatrice interviene ed interviene tanto più energicamente quanto più il limite tende ad essere superato. Si potrebbe anche dire che, appunto secondo i calcoli statistici, interviene tanto più raramente quanto più intensamente.

La curva di compressione ideale dovrebbe essere diversa a seconda del tipo di riproduzione, essa dovrebbe cioè essere determinata in seguito ad osservazioni statistiche suddividendo in classi i vari tipi di esecuzione o ricavandone le leggi relative di variazione. Ciò per cercare di rispettare più che sia possibile anche quantitativamente la perfetta fedeltà dei rapporti di intensità.

5. - Tempestività della regolazione.

Si è già detto che la regolazione per essere efficace e passare inosservata deve essere soprattutto tempestiva, cioè quanto più è possibile istantanea. Occorre però distinguere due tempi nel processo di regolazione, il tempo di regolazione e il tempo di ritorno a regime.

Il *tempo di regolazione* può essere definito come l'intervallo di tempo occorrente perchè, ad una variazione istantanea di livello di 20 dB in più all'entrata dell'amplificatore regolato, il livello dell'uscita sia portato ad almeno 2 dB sopra il livello definitivo del regime autoregolato: lo scarto di 2 dB è infatti quello minimo che l'orecchio riesce ad apprezzare. Questo tempo non sarà mai troppo breve. Ai fini acustici pare sufficiente che il transitorio abbia una durata inferiore a 1/200 di secondo per non essere avvertito dall'orecchio; tuttavia, per proteggere efficacemente le apparecchiature di trasmissione contro le sovratensioni, conviene che il transitorio abbia una durata molto minore, idealmente tanto breve da essere praticamente smorzato dalle capacità parassite dei vari organi premodulatori.

Il *tempo di ritorno a regime* può analogamente essere definito come l'intervallo di tempo occorrente perchè alla variazione istantanea di 20 dB in meno del livello d'entrata, il livello d'uscita ritorni ad almeno 2 dB sotto il livello definitivo del segnale. Sulla durata ottima del tempo di ritorno a regime molto si è discusso senza peraltro aver trovato una soluzione unica, soddisfacente per tutti i tipi di esecuzione. A prima vista esso dovrebbe sembrare il più breve possibile, in modo da ottenere rapporti istantanei di intensità in discesa uguali a quelli in salita. In questo senso sono state fatte esperienze dallo scrivente con un dispositivo in cui il tempo di regolazione si aggirava su un millisecondo e il tempo di ritorno a regime su circa un decimo di secondo. Questo non poteva essere ulteriormente ridotto per ragioni di stabilità e per evitare distorsioni, tuttavia, già con questo tempo relativamente lungo, l'esperienza ha dimostrato che la riproduzione risultava alterata nella sonorità perchè il rapido ripristino del guadagno massimo dopo un « fortissimo », seguito da un breve silenzio, dà luogo a un fenomeno di eco nettamente avvertibile dall'orecchio. Esso si spiega facilmente se si tiene presente che la sala ha in generale un tempo di riverberazione dell'ordine di uno o più secondi. L'aumento istantaneo del guadagno dell'amplificatore dopo il « fortissimo » seguito da silenzio corrisponde a prolungare considerevolmente la durata della così detta coda sonora in un modo artificioso e diverso a seconda dell'intensità dei suoni. Ciò equivale ad ammettere che il tempo di riverberazione della sala non è più costante, ma aumenta in proporzione dell'intensità sonora. L'effetto che ne risulta riesce, oltre che irreale, sgradevole.

La durata del tempo di ritorno a regime invece, per non dar luogo all'inconveniente accennato, deve essere tanto maggiore quanto più grande è il tempo di riverberazione dell'auditorio. In genere il risultato

può considerarsi, sotto questo aspetto, soddisfacente quando il tempo di ritorno a regime è compreso fra 1,5 e 2 volte il tempo di riverberazione della sala. In pratica può quindi variare fra 2 e 10 secondi. Questa condizione è sufficiente per ottenere riproduzioni di esecuzioni musicali tali che nessun orecchio possa avvertirvi l'intervento della regolazione automatica.

Nel caso di riproduzione della parola bisogna anche tenere conto di altri elementi. Prima di tutto, la caratteristica fondamentale del parlato consiste nella sua qualità di suono intermittente, a causa delle pause più o meno lunghe fra parola e parola. Durante tali brevi pause non vi è che il silenzio oppure il rumore di sala o di folla, se si tratta di un discorso in pubblico. Non c'è ragione di alterare la dinamica durante questi intervalli, mentre è invece utilissima la compressione allo scopo di sfruttare, nel modo migliore, le possibilità del mezzo di riproduzione. Durante un discorso l'intensità della voce può variare di almeno 20 dB, specie quando l'oratore si anima; tuttavia questi livelli massimi possono essere occasionali, o quanto meno assai rari, se paragonati con la durata dell'intero discorso. Senza regolazione automatica sarebbe quindi necessario o mantenere un livello medio inferiore di 20 dB al massimo, per un tempo che può anche essere la quasi totalità della durata del discorso, oppure, alzando il livello medio per utilizzare meglio il mezzo riproducente, non si potrebbero evitare sovramodulazioni e distorsioni violente proprio quando chi parla eleva il tono di voce, col risultato di rovinare completamente l'effetto oratorio cercato. In questi casi è dunque conveniente che il tempo di ritorno a regime abbia una durata maggiore della più lunga pausa, cioè di almeno una diecina di secondi. Con un tempo così lungo il ritorno a regime dopo uno scoppio di voce è tanto lento e graduale da sfuggire all'attenzione dell'ascoltatore, mentre è sufficiente a garantire che quando, per un lungo intervallo di tempo, la voce si abbassa di livello, esso non duri troppo a lungo al disotto del valore ottimo per l'efficienza del mezzo di riproduzione.

6. - Amplificatore autoregolato.

La figura 2 riproduce lo schema di un dispositivo autoregolato attuato dallo scrivente nell'intento di soddisfare alle varie esigenze precedentemente esposte. Esso appartiene al tipo *b*, cioè utilizza la caratteristica a pendenza variabile di pentodi del tipo 78; la sua caratteristica di compressione è quella segnata con linea continua nella figura 1. Lo stadio regolato è costituito da due tubi in controfase, condizione necessaria per evitare la tendenza all'autooscillazione quando, come nel caso presente, la tensione raddrizzata di regolazione viene ricavata dal segnale a valle dello stadio regolato. L'alimentazione anodica dei due tubi V_2 e V_3 viene effettuata attraverso a resistenze di valore abbastanza elevato, mentre il circuito di utilizzazione è costituito dalla serie di due trasformatori ad alta impedenza T_2 e T_3, accoppiati a condensatore coi due

anodi. Si sono usati due trasformatori, anzichè uno solo, unicamente per ragioni di praticità essendo abbastanza difficile ottenere buoni trasformatori con valori elevati dell'impedenza primaria. Anche l'eccitazione dello stadio è effettuata attraverso ad un trasformatore bilanciato, al cui centro è applicata la tensione regolatrice. Siccome il dispositivo

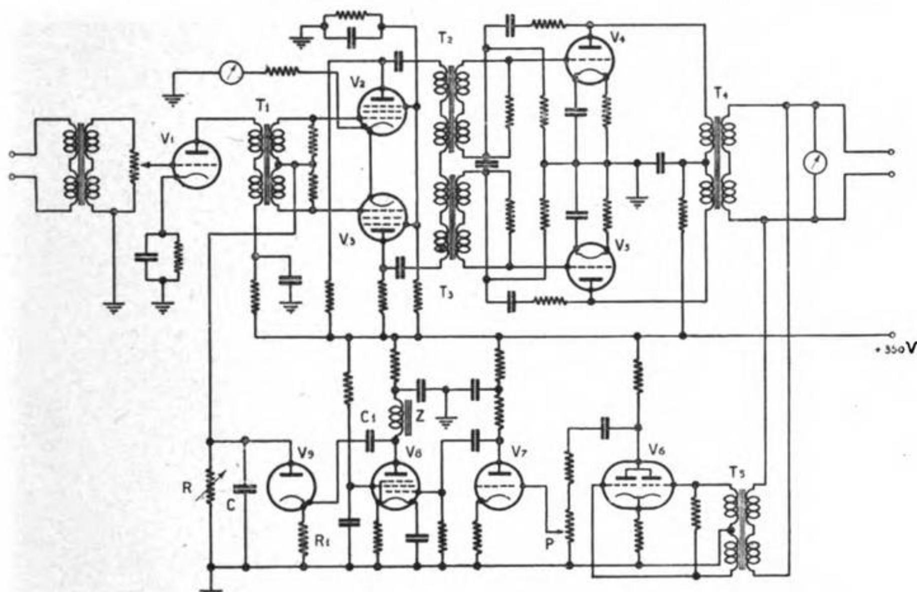


Fig. 2. — Schema dell'amplificatore autoregolato.

mira ad ottenere la più grande possibile rapidità di regolazione, le tensioni regolatrici, di valore abbastanza elevato e cioè fino a circa 20 V, hanno fronti ripidissimi e questo rende necessario l'uso di trasformatori sia nel circuito di griglia (T_1) sia nel circuito anodico (T_2, T_3). Il secondario di questi ultimi è chiuso con resistenze in modo da rendere praticamente costante e pari a circa 50 000 Ω l'impedenza di ciascun primario per l'intera gamma delle frequenze acustiche. Poichè questa condizione non è interamente rispettata per i due estremi, inferiore e superiore, della gamma, lo stadio ha una curva di guadagno-frequenza che cade di qualche decibel al disotto dei 100 Hz e al disopra dei 5000 Hz, in conseguenza della variazione del carico anodico, molto basso se paragonato all'elevata resistenza interna dei pentodi. Questo inconveniente si elimina facilmente disponendo nello stadio successivo, costituito da due triodi del tipo 76, una reazione negativa con dispositivi correttori della curva guadagno-frequenza in modo da ottenere una curva risultante perfettamente lineare, a meno di 0,5 dB, nella gamma da 30 a 10 000 Hz.

Per quanto riguarda la distorsione totale, misurata a 400 Hz, essa si mantiene inferiore al 0,5 % con un livello del segnale uscente pari a 1,5 V di valore efficace ed un grado di autoregolazione di 20 dB.

Si è già detto che la tensione raddrizzata di regolazione si ottiene dal segnale a valle dello stadio regolato, precisamente dal secondario a 500 Ω del trasformatore d'uscita T_4, mediante un trasformatore separatore di rapporto 1/1 ad alta impedenza. Il segnale viene dapprima duplicato aperiodicamente di frequenza dal tubo V_6, del tipo 79, avente le griglie connesse in controfase e gli anodi in parallelo. Amplificato ancora dal tubo V_7 il segnale è finalmente applicato alla griglia del tubo V_8, pentodo a fascio elettronico del tipo 6L6 G, a cui segue il diodo V_9, del tipo 1 V, che, raddrizzando il segnale, carica il condensatore C alla tensione negativa necessaria per effettuare la regolazione. La duplicazione di frequenza ottenuta col tubo V_6 fa sì che l'azione regolatrice intervenga, indifferentemente e subito, tanto nel caso che il primo impulso della tensione da regolare sia positivo, quanto nel caso sia negativo. Essa corrisponde in realtà al raddrizzamento delle due semionde del segnale; il segnale raddrizzato non è livellato ed utilizzato subito, ma viene ancora amplificato prima di giungere al diodo che opera un secondo raddrizzamento: ciò allo scopo di utilizzare le particolari caratteristiche del 6L6 G in modo da ottenere una carica estremamente rapida del condensatore C.

Come è noto, il tubo 6L6 G possiede una pendenza assai elevata e può fornire valori notevoli di corrente anodica quando la tensione di griglia si sposta verso $V_g = 0$: tali valori, trattandosi di un pentodo, sono entro ampi limiti indipendenti dalla tensione anodica. Siccome il tubo V_8 è collegato ad impedenza e capacità al catodo del tubo V_9, del quale è particolarmente utile in questo caso il basso valore della resistenza interna, si nota che, per un impulso positivo applicato alla griglia di V_8, l'improvviso aumento della corrente anodica non può fluire attraverso l'impedenza Z senza creare un'istantanea caduta di tensione; caduta che, attraverso a C_1, viene trasmessa al catodo del diodo V_9 sotto forma di un impulso negativo. Nel diodo fluisce tosto una corrente assai intensa che carica con estrema rapidità il condensatore C.

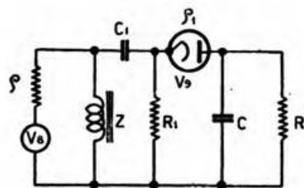


Fig. 3. — Circuito equivalente dei due tubi V_8 e V_9 dello schema di figura 2.

La figura 3 rappresenta lo schema equivalente dei due tubi V_8 e V_9. Da esso appare chiaro che quando si considera un intervallo di tempo brevissimo, essendo l'impedenza Z e la resistenza R assai elevate, la brusca e intensa variazione Δi della corrente anodica di V_8, prodotta da un impulso positivo sulla griglia, fluisce unicamente, attraverso a C_1 e ϱ_1, verso il condensatore C caricandolo ad intensità costante Δi.

Perchè questo accada, deve essere C_1 grande in confronto a C, in modo che la corrente di carica di C non faccia variare apprezzabilmente la tensione ai morsetti di C_1, durante il tempo occorrente perchè C abbia raggiunto la tensione V necessaria ai fini della regolazione. Si può quindi, con una certa approssimazione, scrivere:

$$\Delta i \, dt = C V .$$

Consideriamo ora valori numerici. L'amplificatore è previsto per una tensione d'uscita massima, autoregolata di 20 dB, uguale a circa 2,1 V (1,5 V di valore efficace). Ciò corrisponde ad ammettere che il livello del segnale uscente, prima che intervenga la regolazione, può raggiungere per un tempo infinitesimo la tensione massima di 21 V. In queste condizioni il complesso dei tubi V_6, V_7 e V_8 rimane sovraeccitato in modo tale che il tubo V_8 riceve sulla griglia un impulso positivo sufficiente a raggiungere e superare il valore $V_g = 0$. La resistenza nel circuito di griglia di questo tubo impedisce che tale valore sia superato di molto. Si può quindi ammettere che la griglia rimanga al potenziale $V_g = 0$ sino a quando il segnale non sia considerevolmente diminuito di livello. I dati relativi al tubo V_8 sono i seguenti:

tensione anodica = 250 V
tensione di schermo = 300 V
tensione di polarizzazione di griglia = — 25 V
$C = 0{,}5\ \mu F$
$C_1 = 5\ \mu F$.

In queste condizioni, applicando alla griglia di V_8 un segnale che la porti al valore $V_g = 0$, si ottiene una variazione di corrente anodica $\Delta i = \sim 150$ mA. Misurando a regime la tensione V occorrente ai morsetti di C per ottenere un'autoregolazione di 20 dB, si trova $V = 22$ V. Si ricava allora, ammesso che Δi rimanga costante:

$$dt = \frac{CV}{\Delta i} = 73 \cdot 10^{-6} \text{ s} .$$

In realtà Δi non può rimanere costante perchè l'ampiezza dell'eccitazione sulla griglia di V_8 decresce non appena la tensione V comincia a crescere, quindi il tempo dt, che rappresenta all'incirca il valore del tempo di regolazione, deve risultare maggiore di quello ottenuto da questo computo approssimato e tale infatti risulta. Ciò nonostante i risultati sperimentali hanno dimostrato che la rapidità effettiva del fenomeno è dello stesso ordine di grandezza, aggirandosi su un valore di tempo di regolazione di circa 100 microsecondi. Tali risultati sono riassunti negli oscillogrammi riportati nelle figure 4, 5, 6 e 7.

La figura 4 è un oscillogramma della tensione all'uscita dell'amplificatore quando si applica istantaneamente, all'ingresso, mediante un tasto, un segnale sinusoidale con $f = 50$ Hz e di ampiezza tale da provocare nell'amplificatore una autoregolazione di 20 dB. Il segnale uscente

avrebbe cioè un'ampiezza di 20 dB maggiore di quella ottenuta, se l'amplificatore non fosse autoregolato.

Le figure 5 e 6 sono oscillogrammi ottenuti nelle identiche condizioni rispettivamente con $f = 200$ Hz e $f = 2000$ Hz.

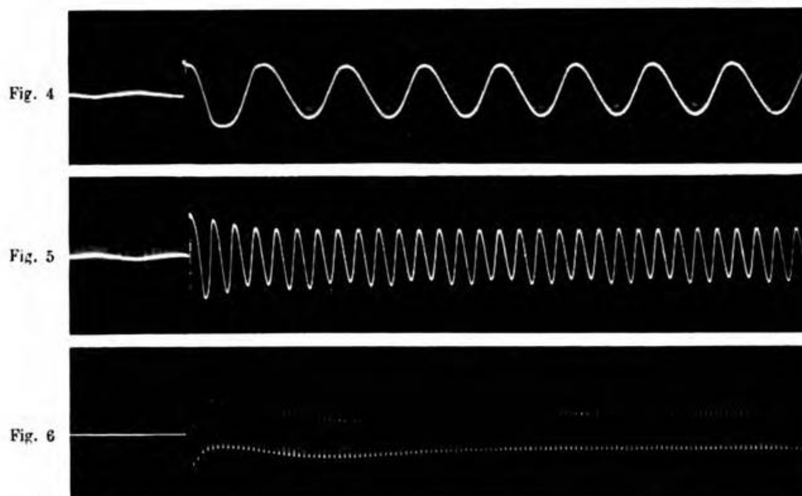


Fig. 4. — Oscillogramma della tensione all'uscita dell'amplificatore, autoregolato di 20 dB, quando si applica istantaneamente all'ingresso una tensione di 20 dB maggiore di quella cui corrisponderebbe la stessa tensione di uscita senza regolazione automatica: $f = 50$ Hz.

Fig. 5. — Oscillogramma della tensione all'uscita dell'amplificatore nelle stesse condizioni del caso di figura 4, ma con $f = 200$ Hz.

Fig. 6. — Oscillogramma della tensione all'uscita dell'amplificatore nelle stesse condizioni dei casi di figure 4 e 5, ma con $f = 2000$ Hz.

L'oscillogramma di figura 7 mostra invece la variazione del livello di uscita, con $f = 2000$ Hz, per una variazione del livello di entrata di 20 dB, prodotta istantaneamente pure per mezzo di un tasto. La variazione si riferisce a livelli massimi, cioè dal livello di 40 dB a quello di 60 dB sulle ascisse della caratteristica riportata in figura 1.

Dall'esame di questi oscillogrammi si deduce che il tempo di regolazione è effettivamente assai prossimo a quello previsto, risultando esso eguale a circa 100 microsecondi. Infatti negli oscillogrammi di figure 6 e 7 si può constatare che il segnale raggiunge un valore non maggiore di 2 dB rispetto al segnale a regime, in un intervallo di tempo che corrisponde a una piccola frazione di un semiperiodo della sinusoide con $f = 2000$ Hz.

Le figure 8 e 9 sono oscillogrammi delle tensioni ottenute da un microfono in conseguenza di un colpo di tamburo.

La figura 8 rappresenta la tensione d'uscita regolata a mano su un

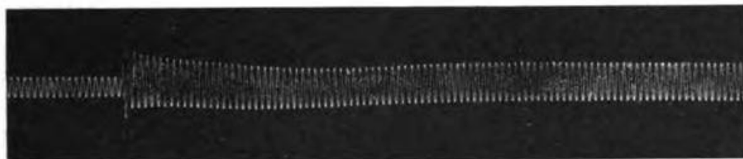


Fig. 7. — Oscillogramma della tensione all'uscita dell'amplificatore quando si faccia crescere istantaneamente il valore della tensione all'ingresso nel rapporto di 20 dB: la tensione finale è la stessa di quella applicata nei casi delle figure precedenti; la tensione iniziale è invece di 20 dB inferiore all'ingresso, mentre è solo di circa 6 dB inferiore all'uscita rispetto al valore definitivo; $f = 2000$ Hz.

livello istantaneo massimo di circa 2 V, quando è escluso il dispositivo di regolazione automatica.

La figura 9 rappresenta la stessa tensione di uscita ottenuta rego-

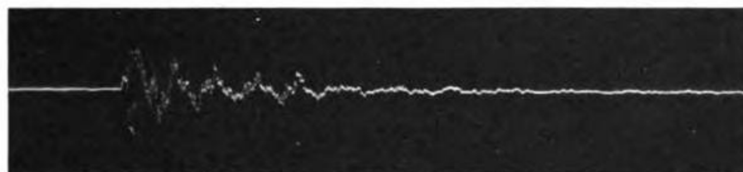
Fig. 8


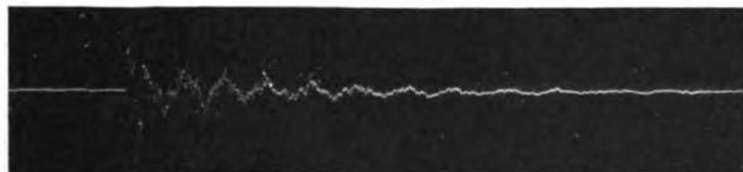
Fig. 9


Fig. 8. — Oscillogramma della tensione, all'uscita dell'amplificatore, provocata da un colpo di tamburo davanti a un microfono, escludendo il dispositivo di regolazione automatica.

Fig. 9. — Oscillogramma della tensione, all'uscita dell'amplificatore, provocata da un colpo di tamburo d'intensità pari a quella del caso precedente, ma con un guadagno di 20 dB maggiore nel preamplificatore microfonico e un grado di autoregolazione di 20 dB.

lando il preamplificatore microfonico su un guadagno di 20 dB maggiore del precedente e con un grado di regolazione automatica di 20 dB sull'amplificatore autoregolato.

Gli oscillogrammi sono stati eseguiti allo scopo di dimostrare che, anche nel caso in cui il dispositivo di autoregolazione debba funzionare comprimendo il livello di 20 dB su una tensione non sinusoidale ed a carattere transitorio, quale quella del suono prodotto da un colpo di tamburo, esso interviene con la solita prontezza senza alterare affatto l'andamento del fenomeno stesso. La forma è infatti perfettamente conservata in ogni particolare e le lievi differenze sono unicamente dovute al fatto che si tratta di oscillogrammi relativi a due differenti colpi di tamburo e non allo stesso, perchè non si disponeva che di un solo oscillografo.

Inoltre si può notare (tenendo presente che in figura 9 sull'asse delle ascisse 1 mm = 1/600 di secondo) come il fenomeno transitorio, che supera in ampiezza il livello massimo prefissato, abbia una durata brevissima.

Nell'amplificatore descritto il tempo di ritorno a regime è reso variabile (mediante la resistenza *R*) fra un minimo di 2 e un massimo di 10 secondi. Anche il grado di compressione si può variare, mediante il potenziometro *P* graduato in dB di compressione, da un massimo di 30 dB a un minimo corrispondente a compressione nulla per un livello prefissato di uscita pari a 1,5 V di valor efficace.

Torino - Laboratorio sperimentale dell' E. I. A. R.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

XIII Congresso annuale dell'I. R. E. — Si è tenuta a New York, dal 16 al 18 giugno 1938, la tredicesima riunione annuale dell'« Institute of Radio Engineers »; i sommari delle quarantanove memorie tecniche presentate sono pubblicati nel fascicolo di giugno dei *Proc. I. R. E.*

Nel campo delle *antenne* R. N. Harmon dà notizie dell'attuazione di un'antenna con basso angolo di irradiazione, ottenuta in base a ricerche teoriche da lui stesso svolte in un precedente lavoro. Il radiatore propriamente detto è un'antenna verticale di (3/4) λ, e la soppressione dell'irradiazione verticale è ottenuta disponendo 8 antenne corte a distanze eguali lungo una circonferenza di diametro λ concentrica con il radiatore, ed alimentando dette antenne in opposizione di fase rispetto all'antenna centrale. V. D. Landon e J. Reid dànno notizia, senza descrizione, di un sistema di antenne capace di ridurre notevolmente i disturbi entro un largo intervallo di frequenza.

Sembrano diffondersi sempre più i *sistemi di collegamento radio utilizzanti una sola banda laterale*, specialmente nel campo delle onde corte, e ne dànno prova gli scritti di A. A. Oswald ed A. A. Roetken; essi descrivono un sistema radiotelefonico per collegamento transoceanico, ed il relativo ricevitore, in cui la trasmissione è fatta sopprimendo una banda laterale e trasmettendo una portante ridotta quale frequenza pilota. Il ricevitore, atto a funzionare tra 4 e 22 MHz, è a tripla rivelazione e fa largo uso di filtri a cristallo.

Una memoria riassuntiva di J. B. Coleman e V. E. Trouant espone i miglioramenti costruttivi, di rendimento e di stabilità, che si sono raggiunti nella costruzione di *trasmettitori*. Principale attenzione è stata posta, in generale, nello studio dei sistemi di modulazione ad alto rendimento; in particolare W. H. Doherty e O. W. Towner descrivono l'applicazione dell'amplificatore Doherty ad un trasmettitore per radiodiffusione, mentre A. W. Vance descrive un nuovo sistema di modulazione con rendimento elevato. In secondo luogo si deve notare la tendenza a fare largo uso di retroazione negativa per la riduzione dei disturbi e delle distorsioni. Interesse di curiosità possono avere le notizie che nella stazione da 50 kW descritta da Doherty e Towner il riscal-

damento dei locali è ottenuto mediante l'acqua di raffreddamento del trasmettitore, e che, essendo i filamenti riscaldati con corrente alternata, l'impianto non richiede altre macchine rotanti oltre le pompe.

Due memorie, di A. G. Goodnow e di H. A. Chinn, si occupano del progetto degli *studi per radiodiffusione* e degli impianti relativi.

I filtri a cristalli si vanno diffondendo anche nel campo delle *misure* ed L. B. Arguimbau ne descrive l'applicazione ad un analizzatore d'onda. W. N. Tuttle osserva che, come circuiti di zero per misure a radiofrequenza, i circuiti a T-incrociato e a T-parallelo sono preferiti ai circuiti a ponte, in quanto non richiedono trasformatori ed hanno un punto comune tra generatore e rivelatore; egli ne considera le possibili applicazioni ai diversi tipi di misure. F. E. Terman, R. R. Buss, W. R. Hewlett e F. C. Cahill dànno una piena conferma della generalità di applicazioni a cui si presta il concetto della retroazione negativa in una memoria dal titolo « Alcune applicazioni di retroazione negativa con particolare riferimento alle apparecchiature di laboratorio ». Essi ottengono voltmetri con taratura stabile, amplificatori con guadagno prestabilito, oscillatori con bassa distorsione per qualunque carico, resistenze negative stabili, selettività elevate (coefficiente di risonanza di parecchie migliaia), notevoli stabilità di frequenza.

Generalizzando le *applicazioni dei quarzi*, L. A. Meacham presenta un oscillatore stabilizzato a ponte, in cui la costanza dell'ampiezza di oscillazione, la purezza della forma d'onda, la stabilità di frequenza, in confronto alle fluttuazioni della tensione di alimentazione ed alle variazioni delle costanti dei circuiti (escluso il cristallo), sono mantenute mediante l'uso di un circuito a ponte autoequilibratore. La stabilità di frequenza a corto periodo è per 100 kHz di ± 2 su 10^8. C. F. Baldwin studia invece, dal punto di vista costruttivo, i sostegni per oscillatori con cristallo nel vuoto, in modo da ridurre le cause d'instabilità alle sole variazioni delle condizioni atmosferiche.

Nello studiare l'impedenza d'ingresso dei *tubi convertitori*, J. R. Nelson trova che in certe condizioni il circuito della griglia esterna può presentare una resistenza negativa, nell'intervallo di frequenza corrispondente a lunghezze d'onda tra 2 e 20 m, la quale può essere utilizzata per scopi di amplificazione o di autooscillazione. La retroazione può essere utilizzata, secondo R. L. Freeman, per compensare le variazioni di capacità d'ingresso dei tubi funzionanti con polarizzazione di griglia, variazioni che possono raggiungere anche 1,5 $\mu\mu$F. A. K. Wing studia un tetrodo a fascio elettronico capace di fornire 10 W di potenza utile a 250 MHz con 400 V di alimentazione, avente dimensioni ridotte e basso consumo catodico; tale tubo può funzionare come amplificatore stabile di classe C per frequenze fino a 300 MHz, fornendo un'uscita di 8 W con rendimento del 25 %.

La *retroazione* è poi usata da H. F. Mayer per comandare l'impedenza interna effettiva di amplificazione in modo da ridurla, nel caso di amplificazione di potenza ad audiofrequenza, e da aumentarla, nel caso di

amplificazione a frequenza intermedia. Pure per mezzo di un circuito di retroazione, con l'inserzione di tubi elettronici, J. F. Farrington ottiene un comando automatico di selettività nel quale l'ampiezza della banda trasmessa aumenta con l'intensità del segnale desiderato, e si riduce quando siano presenti segnali non desiderati sul canale laterale.

P. J. Kibler studia un trasmettitore a frequenze ultraelevate (90 ÷ 125 MHz) per la guida nell'*atterraggio cieco di aeroplani*; mentre G. L. Davies, F. G. Kear e G. H. Wintermute descrivono l'intero sistema di radioguida. Tutti gli oscillatori sono stabilizzati con quarzo.

W. A. Fitch tratta della *misura dell'intensità di campo* e riferisce sulla nuova apparecchiatura mobile della N. B. C., dotata di dispositivi per la registrazione contemporanea del campo di due stazioni.

H. J. Hasbrouck descrive un registratore ed un riproduttore ad alta fedeltà per *registrazioni laterali su disco*. Le frequenze riprodotte vanno fino a 9000 Hz; il registratore funziona con la potenza massima di 1 W e per un intervallo di volume di 55 dB.

G. H. Brown esamina le tensioni a radiofrequenza che sono sopportate dagli isolatori, della base e dei controventi delle antenne a torre per radiodiffusione, e W. S. Duttera studia il progetto di isolatori, per cavi coassiali di trasmissione, misurandone la tensione di scarica a radiofrequenza.

Uno studio completo delle *linee a radiofrequenza*, per l'alimentazione delle antenne di radiodiffusione, è fatto da C. G. Dietsch, il quale ne determina le perdite per effetto Joule, per dispersione, per irradiazione, ne studia i diagrammi di campo, ne descrive le apparecchiature connesse (filtri per correnti indotte, circuiti di accoppiamento, filtri armonici) e ne determina il costo, confrontando, su queste basi, i cavi concentrici con le linee aeree. A completamento di questo esame relativo ad una singola linea, A. Alford studia le reti formate da linee di trasmissione accoppiate, allo scopo di determinare l'effetto della mutua induzione.

M. G. Crosby descrive metodi pratici per la generazione e la ricezione di *onde modulate in fase*. Studi sulla propagazione, eseguiti tra New York e la California durante il biennio 1931-1932, indicano che le caratteristiche di propagazione sono identiche a quelle di onde modulate in ampiezza. Il rapporto tra segnale e disturbo, all'uscita dal ricevitore, è uguale al prodotto della massima deviazione di fase, in radianti, per il rapporto tra la portante e il disturbo all'entrata. Nel trasmettitore si ha un guadagno di potenza da 4 a 1 rispetto alla modulazione di ampiezza, mentre risulta ridotta l'apparecchiatura di modulazione. Invece nel ricevitore si ha una maggiore microfonicità e si richiedono circuiti più complicati.

Passando ai *tubi catodici*, G. R. Mezger esamina il progetto degli oscillografi dal punto di vista elettrico e meccanico; particolare attenzione è data ai sistemi di modulazione di griglia per lo studio dei transitori, per la determinazione della frequenza e per la eliminazione della

traccia di ritorno; il complesso di alimentazione è esaminato accuratamente.

Per quanto riguarda le applicazioni alla *televisione* R. R. Law studia il contrasto nei cinescopi, soprattutto dal punto di vista delle reazioni fisiologiche nell'osservatore in relazione a diversi fattori; risulta che l'alone (*halation*) è più dannoso delle curvature dello schermo e della riflessione sulle pareti del tubo; esso però può essere ridotto da tre a sei volte in confronto alle costruzioni usuali. Una valutazione sperimentale degli effetti relativi alle diverse cause porta all'attuazione di un cinescopio in cui la scala utilizzabile per i mezzi toni viene allargata da due a tre volte, con conseguente aumento della chiarezza dell'immagine. Dei recenti progressi nelle caratteristiche degli iconoscopi riferiscono R. B. Janes e W. H. Hickok, rilevando che: la sensibilità ed il segnale d'uscita sono stati aumentati da due a tre volte; la caratteristica spettrale è stata avvicinata ancora più a quella dell'occhio; le macchie scure sono state ridotte mediante l'uso di involucro cilindrico; il progetto del fucile è stato modificato in modo da fornire corrente costante e da eliminare effetti secondari; il mosaico dà un contrasto migliore ed esclude la riflessione speculare. L'iconoscopio a immagine è già noto; H. Iams, G. A. Morton e V. K. Zworykin rilevano l'aumento di sensibilità (da quattro a dieci volte) che si ottiene con l'uso dell'immagine elettronica; V. K. Zworykin e J. A. Rajchman esaminano i metodi di progetto di un moltiplicatore elettronico elettrostatico, determinando le traiettorie degli elettroni per mezzo di modelli elettrolitici e meccanici.

A proposito di un *collegamento radiotelefonico tra rete telefonica e navi*, in porto o naviganti nelle acque territoriali, C. N. Anderson e H. M. Pruden descrivono il sistema di segnalazione selettiva per la chiamata delle navi ed il ricevitore di bordo; S. B. Wright, S. Doba e A. C. Dickieson descrivono un apparato per il comando automatico del guadagno dei circuiti telefonici, azionato dalla voce stessa, in modo da mantenere costante il volume all'ingresso del circuito radiotelefonico; R. S. Bair illustra l'equipaggiamento completo di bordo; H. B. Fischer riferisce sul ricevitore a terra, comandato a distanza, collegato alla rete mediante cavi e provvisto di dispositivo antidisturbo comandato dalla portante; in fine W. M. Swingle e Austin Bailey riassumono le caratteristiche complete del collegamento, fra le quali la principale è la modesta potenza impiegata.

Un altro gruppo di memorie riguarda i *fenomeni di propagazione*. Particolarmente interessante è un'osservazione fatta da C. B. Feldman sul comportamento delle onde corte nel collegamento Londra-New York, in seguito ad esperimenti compiuti a mezzo di antenna orientabile. Egli osservò che, quando il percorso delle radioonde non attraversava zone d'ombra, era invariabilmente predominante l'ordinaria molteplicità di onde intorno al piano del cerchio massimo passante per gli estremi del collegamento; la propagazione si svolgeva cioè nel senso normale, non

apparendo influenzata dalle tempeste della ionosfera, nè dalle perturbazioni associate con le brusche evanescenze a corto periodo. Quando però il percorso attraversava zone d'ombra, la trasmissione non avveniva più soltanto seguendo il detto cerchio massimo, ma si manifestava la presenza di onde che avevano seguito cammini più o meno laterali, di importanza notevolmente variabile. A tempeste ionosferiche di moderata intensità sono abitualmente associate onde propagantisi a sud del cerchio massimo, durante le ore pomeridiane e serali del tempo di New York.

N. Smith, S. S. Kirby e T. R. Gilliland illustrano l'applicazione dei grafici della massima frequenza utilizzabile, ottenuti in base a rilievi ionosferici, alla determinazione della frequenza migliore, per un dato circuito, in un dato tempo. Gli stessi ricercatori riassumono gli effetti delle tempeste ionosferiche sulle radiotrasmissioni. Tempeste nella parte più alta della ionosfera, che diventa estremamente turbolenta e diffusa, provocano aumenti delle altezze virtuali, diminuzione delle frequenze critiche, notevoli disomogeneità nella distribuzione orizzontale del campo su larghe aree geografiche; ne deriva quindi una cattiva e irregolare trasmissione dell'onda spaziale alle più alte frequenze. Gli effetti sono più marcati nelle alte latitudini e il limite meridionale è spesso molto netto. Le perturbazioni nelle trasmissioni a lunga distanza sono essenzialmente dovute a perturbazioni della ionosfera nell'area in cui avviene la riflessione dell'onda spaziale. In relazione alle caratteristiche di propagazione spaziale e superficiale W. B. Lodge elenca i fattori determinanti la scelta del luogo di installazione di un trasmettitore per radiodiffusione. R. W. George esamina le caratteristiche di propagazione per la trasmissione di una larga banda di frequenze ultraelevate, specialmente con riguardo alle trasmissioni televisive e alla distorsione prodotta dalle riflessioni, concludendo che il migliore risultato si ottiene con l'emissione di un campo polarizzato orizzontalmente.

In relazione ai *problemi di televisione* T. T. Goldsmith Jr. illustra il sistema DuMont, il quale consiste nel trasmettere anche le tensioni necessarie al comando del raggio catodico per eseguire la sintesi dell'immagine. In tal modo si possono ottenere rapporti di intreccio superiori a 2, si riduce la larghezza della banda di frequenza, si semplifica la costruzione del ricevitore, si utilizzano frequenze più basse e si ottengono ricevitori più elastici, in quanto non resta fissato con la costruzione del ricevitore nè il numero delle linee di esplorazione, nè il grado di intreccio. Il sistema si attua con due frequenze portanti, di cui una trasmette i segnali visivi, l'altra i segnali acustici e quelli di esplorazione; oppure con una sola portante, modulata due o tre volte, confinando così le singole modulazioni in altrettanti canali separati. W. S. Barden si occupa della rivelazione dei segnali visivi in relazione alle difficoltà connesse con la grande larghezza della banda di modulazione. Difficoltà analoghe si incontrano nella costruzione degli amplificatori per televisione a larga banda. H. A. Wheeler propone di costruire unità le quali

abbiano un filtro tra ciascun tubo e il successivo; un'opportuna retroazione negativa in ogni stadio rende il comportamento di ciascun elemento analogo a quello di una sezione di filtro confluente. Le capacità derivate a monte e a valle di ogni tubo sono incluse in un lato di un elemento passa-banda o passa-basso. La massima amplificazione uniforme risulta così uguale al quoziente tra la mutua conduttanza del tubo ed il prodotto di π per la larghezza della banda di frequenza e per la radice quadrata della capacità di griglia e di placca del tubo.

John Evans, C. H. Vose e H. P. See descrivono i complessi mobili di televisione R. C. A. - N. B. C. E per ultimo L. S. Nergaard presenta un'analisi teorica del funzionamento di trasmettitori per televisione ad una sola banda laterale, determinando l'effetto di riduzione di una banda e della corrispondente estensione dell'altra, ottenute dissintonizzando il trasmettitore.

R. S.



Vol. VIII - N. 2 Febbraio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

sentielles que doit présenter un dispositif d'autorégulation: le temps de réglage et le temps de déréglage. On conclut que le premier de ces temps doit être très bref et ne pas surpasser 1/200 s, tandis que le temps de déréglage doit être variable selon le genre de l'exécution, mais, en tous cas, compris entre 2 et 10 s.

On décrit enfin un dispositif avec réglage automatique du volume, prévu pour une régulation maximum de 20 dB, dans lequel le temps de réglage atteint 10^{-4} s tandis que le temps de déréglage est variable entre 2 et 10 s.

Vol. VIII - N. 2 Febbraio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VIII - N. 2 Febbraio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT

dass während die Einregelzeit immer sehr kurz und nicht grösser als 1 200 s sein soll; die Ausregelzeit je nach der Art der Darbietung zwischen 2 und 10 s veränderlich sein kann.

Zum Schluss wird eine selbsttätige Anordnung beschrieben, die für eine Kompression von 20 dB vorgesehen ist, deren Einregelzeit 10^{-4} *s beträgt und deren Ausregelzeit nach Bedarf zwischen 2 und 10 s einstellbar ist.*



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. VIII - N. 3 (PUBBLICAZIONE MENSILE) MARZO 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

Vol. VIII — Marzo 1939-XVII — N. 3

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'Associazione Elettrotecnica Italiana

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

Abbonamento annuo . . . **L. 50**
per i soci A.E.I. o S.I.F. » **40**
Un numero separato. . . » **6**

Annate arretrate (finchè disponibili): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** ciascuna; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. VIII Marzo 1939-XVII N. 3

ALTA FREQUENZA



Calcolo di amplificatori.

Non ha certamente bisogno di essere richiamata in questa sede la nota asserzione — esagerata se si vuole, ma significativa — che la storia della scienza si dividerà in due grandi periodi, quello precedente e quello seguente la comparsa del triodo. E non v'è dubbio che, di tutti gli aspetti che il funzionamento di un tubo elettronico presenta, il più importante — oltre che il più suggestivo — non sia quello come amplificatore.

In qual maniera si può mettere a calcolo un amplificatore? Come cioè, stabiliti a priori alcuni elementi del suo modo di funzionare, possono predeterminarsi tutti gli altri? Il quesito è ormai materia piuttosto di trattati didattici che di memorie scientifiche. Esso nasce talmente spontaneo e nel medesimo tempo è d'interesse così generale, che innumeri volte si è presentato e innumeri volte è stato risolto: e non mancano davvero nella letteratura tecnica trattazioni che lo svolgano, differenti l'una dall'altra, ora per le ipotesi poste a base, ora per la via che seguono, talvolta per gli aspetti dei fenomeni che portano in conto, tal altra per il fine particolare che si propongono.

Anche se ci si limita soltanto agli amplificatori di potenza a radiofrequenza, e ci si accontenta di un esame rapido dei periodici recenti e più diffusi, le trattazioni di questo problema superano il centinaio. E si tenga presente, che esse prendono le mosse da un numero ristretto di gruppi di ipotesi possibili, poichè di questi sono relativamente pochi quelli considerati d'importanza pratica.

Può riuscire interessante l'esame della questione da un punto di vista più generale: se ci si propone di raccogliere in un quadro codesti procedimenti di calcolo, per vederli nel loro insieme. Tanto più se si tiene conto del fatto, che una tale visione complessiva mette in rilievo gli elementi comuni e quelli differenziali, e dando maggior risalto alla loro importanza relativa, fa conoscere più intimamente l'influenza di ciascuno di essi.

È questo per l'appunto il tema del lavoro compiuto presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, che pubblichiamo nel presente

fascicolo. Esaminate le grandezze che intervengono nel calcolo di un amplificatore e le relazioni fra di esse, raccolte le ipotesi che sono di base a tutte le trattazioni, il problema viene risolto in modo esauriente nell'ipotesi particolarmente importante di caratteristiche di tubi, che si ritengano lineari.

L'esposizione dei più che centocinquanta casi che si possono presentare — come quelli praticamente interessanti, poichè altri ve ne sono, ma è parso superfluo trattarli — ha richiesto un raggruppamento in tabelle corredate a loro volta da numerosi grafici.

È stato asserito, che gli abachi servono soltanto a chi li fa e che la fatica che costa l'impadronirsi delle norme per adoperarli induce molto spesso a preferire di rifare la strada da principio, magari costruendone di nuovi, piuttosto che utilizzare i già compilati. Nell'osservazione alquanto drastica c'è del vero, ma in casi come questo, in cui interessa la rappresentazione sintetica di un gran numero di eventualità, è prevedibile che grafici precalcolati abbiano a riuscire di aiuto per chi voglia studiare, scegliere ed applicare qualcuno dei procedimenti proposti.

Voltmetri logaritmici.

« Alta Frequenza » ha già avuto occasione, or non è molto tempo, di mettere in rilievo l'importanza che presentano nel campo delle comunicazioni elettriche, e più particolarmente in quello dell'elettroacustica, gli apparecchi logaritmici: importanza motivata da tante ragioni, che vanno dalla convenienza pratica dell'uso delle scale logaritmiche alla frequenza con cui si presentano fenomeni con andamento esponenziale.

Ma spesso lo scopo finale della misura non è la conoscenza dei valori di grandezze singole, sibbene la determinazione di rapporti di tali valori. Questo accade ogni qual volta si cerchi ciò che oggi comunemente si chiama la « differenza di livello » o, come anche si dice, il « livello relativo » di due grandezze omogenee. Ne offrono esempi numerosi le indagini sui quadripoli, qualunque sia la loro natura: elettrici, elettroacustici, acustici, meccanici.

Con un dispositivo studiato presso l'Istituto Nazionale di Elettroacustica Orso Mario Corbino, e consistente in sostanza in due voltmetri logaritmici inseriti secondo uno schema differenziale, l'ingegnere NUOVO è riuscito ad attuare un così fatto misuratore di livello. I pregi che esso offre sono evidenti, non soltanto per la rapidità e semplicità di esecuzione delle prove, ma anche per l'indipendenza entro certi limiti dalla costanza o meno delle grandezze da paragonare. I risultati, esposti a corredo della nota che pubblichiamo, testimoniano chiaramente l'utilità e l'efficacia dell'apparecchio.

LA REDAZIONE.

CONSIDERAZIONI SUL CALCOLO DEGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA A RADIOFREQUENZA

Nel calcolo di un amplificatore di potenza a radiofrequenza di classe B o C, il tubo o il circuito esterno impongono tra le n grandezze in gioco (tensioni, correnti, potenze, resistenze e via dicendo) un numero di equazioni eguale a n — 3. Le grandezze normalmente considerate sono in numero di 22 (6 correnti, 6 tensioni, 4 potenze, 2 angoli di circolazione, il rendimento, la resistenza di carico, il fattore di forma e il fattore di ampiezza); esse son legate da 19 relazioni algebriche.

Il calcolo di un amplificatore richiede che sia assegnato a priori il valore numerico che 3 (in qualche caso, 4) delle grandezze considerate devono assumere; e quindi che si deducano, con procedimenti puramente algebrici, le rimanenti 19 (o rispettivamente 18) grandezze.

Al grande numero (più di 500) di terne di grandezze, il cui valore può essere scelto a priori, corrisponde un altrettanto grande numero di procedimenti da seguire. Se poi si tiene presente che le caratteristiche dei tubi possono essere rappresentate con formule paraboliche, esponenziali, lineari e così via, ci si rende conto della molteplicità di metodi cui si va incontro.

Il caso delle caratteristiche lineari è particolarmente importante e viene qui trattato a fondo, dando, sotto forma di tabelle, tutti i procedimenti di calcolo per più di 150 casi, corrispondenti ad altrettante terne di grandezze da scegliersi a priori. Non sono state considerate le terne in cui compaiono le grandezze relative al circuito di griglia, che non hanno pratica importanza. Tra i procedimenti di calcolo considerati rientrano ovviamente in massima parte, come casi particolari, i metodi comparsi nella letteratura radiotecnica degli ultimi anni. Alcuni esempi numerici illustrano l'uso delle tabelle e dei grafici.



1. - Introduzione.

Chiunque abbia seguito la letteratura radiotecnica degli ultimi anni, ha certamente potuto osservare in quanti lavori sia stato trattato il problema del calcolo degli amplificatori di potenza a radiofrequenza.

Vi saranno più di cento lavori sull'argomento; viene fatto di chiedersi da una parte se tanta copia di pubblicazioni sia giustificata e dall'altra se non sia possibile stabilire un metodo di calcolo e di progetto unico che, eliminando ogni possibilità di equivoco, escluda l'opportunità di ritornare sull'argomento. Non è negli intendimenti di questa nota cercare le analogie e le differenze tra i vari metodi proposti; non si vuole infatti, e non lo si potrebbe, nè giudicare l'originalità di ciascuno, nè verificare se sia avverata la previsione di chi, ricordando la difficoltà con cui ognuno di noi si adatta a cambiare i simboli che gli sono abituali, afferma che spesso vengono presentati, come nuovi, metodi identici ad altri già esposti in precedenza con simboli diversi; nè, meno che mai, stabilire un metodo di calcolo oltre il quale non vi sia poi più nulla da aggiungere. Ci si propone, al contrario, di contribuire all'opera di chiarificazione, cercando di riunire le ipotesi che sono base comune di tutte, o quasi tutte, le trattazioni, per mostrare che una trattazione unica non può esistere.

Il problema è sempre lo stesso, ma, a seconda dei dati di partenza che il progettista impone, muta necessariamente il metodo da seguire per risolverlo. Si vedrà che, assegnato il tubo con cui si vuol lavorare, occorre siano fissati a priori i valori di tre grandezze, oltre al rispetto di un vincolo (dettato da considerazioni pratiche) fra le tensioni massima e minima rispettivamente di griglia e di placca; se questo vincolo non è imposto e rispettato, ne occorrono quattro. Si capisce che, a seconda della terna scelta, bisogna cambiare metodo.

Criteri soggettivi regolano, in parte, il conteggio del numero dei modi con cui la scelta della terna può essere fatta: tutto dipende dalle grandezze che si vogliono considerare come importanti, il che in seguito verrà esposto con maggiori particolari. Merita rilievo tuttavia il fatto, che i dati iniziali determinanti il problema si possono scegliere in un numero di modi grande a piacere, aumentando il numero di grandezze prese in considerazione. Con le ipotesi qui adottate (che rappresentano un esempio) ve ne sono più di 500. Se poi si tiene presente che le caratteristiche dei tubi sono rappresentabili schematicamente con funzioni o lineari o paraboliche od esponenziali, oppure mediante procedimenti grafici, si riconosce che ad ogni terna di dati iniziali corrispondono almeno quattro tipi di soluzioni; il numero di trattazioni possibili sarebbe dunque dell'ordine di 2000, se non aumentasse ancora. Infatti può spesso darsi il caso, che non si abbiano ragioni a priori per assegnare il valore di tre grandezze e che invece se ne assegnino due e si voglia ottenere, per esempio, che un'altra assuma il suo valore massimo (come la potenza utile, il rendimento e così via) o il suo valore minimo. Ad ogni terna vengono così evidentemente a corrispondere altri casi e il numero di trattazioni possibili aumenta ancora in modo non precisabile fino a 4000 o 5000.

Si deve notare che, nonostante il centinaio di lavori sopra ricordato, la grande maggioranza (superiore al 99 %) di questa miniera di metodi sarebbe ancora da sfruttare, qualora ne valesse la pena.

Si è parlato finora solamente del tipo più semplice di amplificatore: quello non modulato. Le cose si complicherebbero ancora se si introducessero altre considerazioni.

Nel presente lavoro, oltre all'illustrazione di quanto è stato or ora esposto, sono raccolti gli elementi necessari per trattare i vari metodi ispirati alla teoria lineare. I diversi modi di scegliere la terna di dati iniziali non sono stati però tutti considerati; se ne sono esclusi alcuni di importanza pratica evidentemente trascurabile, riducendo il numero da 500 a un po' meno di 200. Il risultato dell'analisi suddetta è raccolto in tabelle e grafici. Naturalmente nei casi esaminati rientrano molti metodi già comparsi altrove.

Lo scopo essenziale è dunque quello di mostrare che, fissate certe condizioni adottate da tutti gli autori, il problema è *puramente analitico*. Si tratta di risolvere un sistema di n equazioni, tra algebriche e trascendenti, in $n + 3$ incognite; il metodo da usare per la soluzione varia, com'è ovvio, a seconda delle incognite cui si dà arbitrariamente a priori un valore definito. Le eventuali difficoltà sono solamente di tipo matematico. Il problema è, dal punto di vista fisico, definito in modo esauriente.

2. - Grandezze che intervengono nel calcolo e relazioni tra di esse.

Le grandezze che intervengono a definire il funzionamento di un tubo amplificatore sono numerose. I circuiti cui il tubo è collegato e le speciali funzioni cui esso può essere chiamato, indicano di volta in volta le grandezze che hanno un particolare interesse e fissano tra queste legami e relazioni che discendono da considerazioni di vario genere.

In un tubo amplificatore di potenza a radiofrequenza si possono così individuare anzitutto 12 correnti e tensioni. Nell'elenco seguente esse sono suddivise a seconda che si tratta del circuito di placca o del circuito di griglia; con lettere minuscole sono indicati i valori istantanei, con lettere maiuscole le componenti continue, con lettere maiuscole rotonde le ampiezze delle grandezze alternative.

Circuito di placca:

- I_a componente continua della corrente anodica;
- $\mathcal{J}_a$ ampiezza della componente a frequenza fondamentale della corrente anodica;
- $i_{a\,max}$ valor massimo istantaneo della corrente anodica;
- V_a tensione continua anodica;
- $\mathcal{V}_a$ ampiezza della tensione a frequenza fondamentale ai capi del carico anodico;
- $v_{a\,min}$ valor minimo istantaneo della tensione anodica.

Circuito di griglia:

- I_g componente continua della corrente di griglia;
- $\mathcal{J}_g$ ampiezza della componente a frequenza fondamentale della corrente di griglia;
- $i_{g\,max}$ valore massimo istantaneo della corrente di griglia;
- V_g tensione negativa di polarizzazione di griglia;
- $\mathcal{V}_g$ ampiezza della tensione a frequenza fondamentale tra griglia e catodo (filamento);
- $v_{g\,max}$ valore massimo istantaneo della tensione di griglia.

La conoscenza dei valori che assumono queste dodici grandezze è evidentemente tale da fornire le più ampie informazioni sull'amplificatore in esame, tuttavia ad esse se ne possono aggiungere altre 10, che sono una loro « combinazione », e che hanno notoriamente un significato fisico importantissimo:

P_a potenza assorbita dal circuito anodico

[1] $$P_a = V_a I_a;$$

P_u potenza utile nel carico

[2] $$P_u = \frac{1}{2} \mathcal{V}_a \mathcal{J}_a;$$

P_d potenza dissipata sull'anodo del tubo

[3] $$P_d = V_a I_a - \frac{1}{2} \mathcal{V}_a \mathcal{J}_a;$$

η rendimento del circuito anodico

[4] $$\eta = \frac{1}{2} \frac{\mathcal{V}_a}{V_a} \frac{\mathcal{J}_a}{I_a};$$

h fattore di ampiezza

[5] $$h = \frac{\mathcal{V}_a}{V_a};$$

j fattore di forma

[6] $$j = \frac{\mathcal{J}_a}{I_a};$$

R_a resistenza del carico anodico

[7] $$R_a = \frac{\mathcal{V}_a}{\mathcal{J}_a};$$

θ_a angolo di circolazione anodico

[8] $$\theta_a = \theta_a (V_g, V_a, v_{g\,max}, \mathcal{V}_a);$$

θ_g angolo di circolazione di griglia

[9] $$\cos \theta_g = \frac{V_g}{\mathcal{V}_g + v_{g\,max}};$$

P_g potenza consumata nel circuito di polarizzazione di griglia

[10] $$P_g = V_g I_g .$$

Il fatto che si siano elencate 10 grandezze, combinazioni delle 12 tensioni e correnti introdotte poco prima, non ha come necessaria conseguenza che altre combinazioni analoghe non potrebbero essere introdotte. Per esempio qui non è stata considerata la resistenza $\frac{V_a}{I_a}$ che il tubo presenta in corrente continua, nè si è data una formula (seppure ne esiste una valevole in generale) per la potenza totale dispersa nel circuito di griglia. Ciò non è dovuto al fatto che tali grandezze non siano importanti, ma solamente alla considerazione che raramente esse compaiono tra i dati che un progettista assegna a priori; frequentemente invece il calcolo a posteriori di queste quantità rappresenta un importante problema. Naturalmente le considerazioni che seguono non muterebbero in nulla se si introducessero 11, 12, . . . combinazioni, invece delle 10 che, a titolo di esempio, sono state qui considerate.

Sono così state introdotte in tutto 22 grandezze e tra di esse già 10 relazioni [1], . . . , [10]. Altre due relazioni sono date dalle formule evidenti:

[11] $$v_{a\ \min} = V_a - \mathcal{V}_a ;$$

[12] $$v_{g\ \max} = \mathcal{V}_g - V_g .$$

Qualunque sia il metodo di calcolo seguito, occorre introdurre qualche ipotesi sulle caratteristiche del tubo o disporre delle caratteristiche medesime. Con la riserva di ritornare sul caso più comune, in cui le caratteristiche si ammettono lineari, si nota solamente che la conoscenza, effettiva o presunta, delle caratteristiche, impone sempre due relazioni tra I_a, $\mathcal{J}_a$, $i_{a\ \max}$, θ_a e due tra I_g, $\mathcal{J}_g$, $i_{g\ \max}$, θ_g, cioè, restando nel caso generale:

[13] $$I_a = I_a\ (i_{a\ \max},\ \theta_a);$$

[14] $$\mathcal{J}_a = \mathcal{J}_a\ (i_{a\ \max},\ \theta_a);$$

[15] $$I_g = I_g\ (i_{g\ \max},\ \theta_g);$$

[16] $$\mathcal{J}_g = \mathcal{J}_g\ (i_{g\ \max},\ \theta_g);$$

in questo modo il numero di relazioni tra le 22 grandezze sale da 12 a 16.

I valori $i_{a\ \max}$ e $i_{g\ \max}$ delle correnti anodica e di griglia si verificano nello stesso istante (si suppone sempre il carico R_a puramente ohmico) e precisamente in quello in cui le tensioni anodiche e di griglia hanno rispettivamente i valori $v_{a\ \min}$, $v_{g\ \max}$. Esistono dunque altre 2 relazioni (deducibili dalle caratteristiche del tubo):

[17] $$i_{a\ \max} = i_{a\ \max}\ (v_{g\ \max},\ v_{a\ \min});$$

[18] $$i_{g\ \max} = i_{g\ \max}\ (v_{g\ \max},\ v_{a\ \min}).$$

In fine, mentre tutte le altre relazioni corrispondono a esigenze imposte dal tubo o dal circuito, ce n'è ancora una, l'ultima, che, *unica*

tra tutte, esprime una condizione di carattere pratico, ispirata a criteri che l'esperienza ha dimostrato utili. Questa ipotesi d'altronde è generalmente accettata: per evitare la sovraeccitazione occorre che la tensione di griglia rimanga sempre inferiore, od al massimo eguale, a quella di placca; cioè deve essere:

[19] $$v_{g\,\max} = v_{a\,\min}\,,$$

o, come altri consigliano (per tubi di maggior potenza):

$$v_{g\,\max} = 0{,}8\, v_{a\,\min}\,.$$

In conclusione 22 sono le grandezze introdotte, e 19 le relazioni tra di esse sussistenti.

Per definire il comportamento di un amplificatore, attuato con un certo tubo, è necessario e basta dare a priori i valori numerici di tre delle 22 grandezze sopraelencate (purchè evidentemente si tratti di grandezze indipendenti tra di loro, cioè una di esse non sia determinata quando è assegnato il valore delle altre due). Come si è già detto, *basta anche dare i valori di due grandezze e chiedere che una terza assuma il suo valore massimo o minimo possibile.*

Allo stesso modo, basta controllare tre delle grandezze sopra indicate per assicurarsi che un determinato amplificatore si trova in perfette condizioni di funzionamento.

Poichè però non si può essere sicuri che l'equazione [19] sia effettivamente soddisfatta occorre misurare anche una quarta grandezza. Evitando prove a radiofrequenza si può misurare, oltre a I_a, I_g, V_a, la tensione negativa di polarizzazione di griglia V_g: il che evidentemente non è necessario in un amplificatore autopolarizzato quando si conosca la resistenza di griglia.

In conclusione *si può verificare se un amplificatore, costituito con un certo tubo, funziona secondo un progetto prestabilito, misurando il valore di quattro grandezze indipendenti*; il modo più semplice di far ciò è quello di misurare le grandezze *continue*:

$$V_a,\ I_a,\ V_g,\ I_g\,.$$

Occuperebbe troppo spazio l'elenco di tutte le terne di grandezze che possono determinare in modo univoco il funzionamento dell'amplificatore. D'altronde questo elenco si trova in parte nelle tabelle del paragrafo 5. Si nota qui soltanto che, per le ragioni già ricordate, questo numero dipende dalle grandezze che voglionsi introdurre; con le ipotesi qui accettate esso si aggira attorno a 500.

Poichè da qualche statistica fatta risulta che l'85 % dei metodi comparsi nella letteratura, benchè apparentemente diversi, è basato in ultima analisi su di una delle due terne V_a, θ_a, I_a; $\mathcal{V}_a$, V_a, $i_{a\,\max}$ (o da quelle ad esse equivalenti) e il 15 % su poche altre, si vede quale largo campo di pubblicazioni esisterebbe, come si è detto al paragrafo 1, per chi volesse scrivere un lavoro per ognuno dei « nuovi metodi » non ancora esaurientemente trattati.

Risulta, in conclusione, che una volta scelto il tubo, il progetto di un amplificatore di potenza a radiofrequenza può essere condotto in molti modi diversi dipendentemente dai dati a priori fissati. Ciascuno di questi casi si divide poi in vari sottocasi a seconda che si ricorre a una rappresentazione grafica od a una od all'altra delle rappresentazioni analitiche più comuni delle caratteristiche del tubo.

Com'è naturale, terminato il calcolo, può darsi che questo non dia risultato praticamente soddisfacente a causa del modo errato con cui sono stati scelti i valori iniziali. Bisognerà ad esempio sempre verificare, che i valori assegnati a priori, o, ciò che torna lo stesso, ottenuti con il calcolo in base ad altri dati prefissati, di V_a, I_a, P_a, I_g, non superino i limiti prescritti dal costruttore. Se ciò non è, si devono cambiare i dati di partenza.

3. - Caso delle caratteristiche lineari.

Esposte e dimostrate le tesi riassunte or ora, il compito proposto a questo lavoro si potrebbe ritenere completamente risolto se non sembrasse opportuno esaurire, una volta per sempre, il problema nel caso della teoria lineare, trattandolo in quasi tutte le evenienze possibili. Questo vien fatto nei paragrafi seguenti, ove si ripetono, tra gli altri, alcuni metodi già noti, ma se ne espone un buon numero di inediti; ciò anche a titolo di curiosità, dato che, per alcuni di essi, la possibilità di utilizzazione si presenta in pratica poco frequente. Vengono escluse, per non allungare eccessivamente la lista, alcune delle terne che potrebbero essere formate con le 22 grandezze prima elencate, perchè difficilmente si presentano in pratica problemi per cui esse debbano necessariamente assumere valori fissati a priori.

A questo proposito, occorre, come si vedrà, un'osservazione che sembra di notevole interesse. Essa fa particolare riferimento al caso in cui si ammetta l'equazione di Vallauri per le caratteristiche del tubo.

Supponiamo di essere indecisi sul tipo di tubo da usare per ottenere un determinato gruppo di prestazioni (ad esempio una certa potenza, con tensione anodica fissata, su un dato carico, con angolo di circolazione prestabilito e così via). Poichè secondo la teoria lineare un tubo è individuato dalla sua pendenza S e dal coefficiente di amplificazione μ, si considerano queste quantità come incognite: il sistema che determina il comportamento del tubo non è più costituito da n equazioni con $n + 3$ incognite bensì da n equazioni con $n + 5$ incognite. *Si possono perciò fissare a priori i valori di cinque* [1] *grandezze indipendenti e rica-*

---

[1] Il numero di 5 può in molti casi ridursi a 4 se, invece di determinare separatamente S e μ ci si accontenta di determinare il valore di $S\left(1 + \frac{1}{\mu}\right)$ [oppure di $S\left(0{,}8 + \frac{1}{\mu}\right)$]. Infatti, si vedrà che, se tra le prestazioni prefissate non intervengono grandezze che abbiano a che fare con il circuito di

vare con quale tensione, con quale corrente, con quale potenza dissipata e con quale tensione negativa di polarizzazione di griglia deve lavorare il tubo; quale pendenza e quale coefficiente di amplificazione esso deve avere. Insomma si possono determinare tutti i parametri che occorrono per trovare (se esiste nei cataloghi) il tubo capace di soddisfare alle esigenze prefisse.

Generalmente la scelta del tubo è imposta da considerazioni di indole pratica; tuttavia questo « procedimento inverso » può fornire indicazioni utili come orientamento nella ricerca di un tubo adatto per un certo servizio.

4. - Metodi di calcolo con la teoria lineare.

Nel caso della teoria lineare, le 19 relazioni [1], [2], . . . , [19] devono essere riscritte e specificate. Per fare ciò occorre introdurre due parametri: pendenza S, e coefficiente di amplificazione $\mu = \frac{1}{D}$ del tubo. Come si vedrà, la pendenza deve essere calcolata per valori relativamente forti di corrente, nei punti in cui i valori della tensione di placca e di griglia coincidono (o sono in rapporto 0,8).

Riprendendo dunque le 19 equazioni e specificando le funzioni che si erano lasciate indeterminate con:

[20] $$k = \frac{\operatorname{sen}\theta_a - \theta_a\cos\theta_a}{\pi(1-\cos\theta_a)},$$

[21] $$\beta = \frac{\theta_a - \operatorname{sen}\theta_a\cos\theta_a}{\pi(1-\cos\theta_a)},$$

[22] $$\beta_g = \frac{\theta_g - \frac{3}{2}\operatorname{sen}2\,\theta_g + 2\,\theta_g\cos 2\,\theta_g}{2\,\pi\,(1-\cos\theta_g)^2}\ (^2),$$

[23] $$k_g = \frac{1}{(1-\cos\theta_g)^2}\left(\frac{3}{2}\operatorname{sen}\theta_g - 2\,\theta_g\cos\theta_g + \frac{1}{6}\operatorname{sen}3\,\theta_g\right),$$

si trova:

[1'] $$P_a = V_a I_a,$$

[2'] $$P_u = \frac{1}{2}\mathcal{V}_a \mathcal{J}_a,$$

---

griglia, S e μ compaiono, in tutte le formule, riunite nella combinazione $S' = S\,(1 + \frac{1}{\mu})$ [o quella $S' = S\,(0{,}8 + \frac{1}{\mu})$] e mai separatamente. Non vi saranno più allora due incognite supplementari bensì una sola.

(2) Si è supposta quadratica la forma degli impulsi di griglia; ciò, si noti, non è in contrasto con la supposta linearità:

$$i_{g\,\max} = S_g\, v_{g\,\max}.$$

[3′] $P_d = V_a I_a - \frac{1}{2} \mathcal{V}_a \mathcal{J}_a ,$

[4′] $\eta = \frac{1}{2} \frac{\mathcal{V}_a}{V_a} \frac{\mathcal{J}_a}{I_a} ,$

[5′] $h = \frac{\mathcal{V}_a}{V_a} ,$

[6′] $j = \frac{\mathcal{J}_a}{I_a} = \frac{k}{\beta} ,$

[7′] $R_a = \frac{\mathcal{V}_a}{\mathcal{J}_a} ,$

[8′] $\cos \theta_a = \frac{V_g - D V_a}{V_g + v_{g\,max} - D \mathcal{V}_a} ,$

[9′] $\cos \theta_g = \frac{V_g}{V_g + v_{g\,max}} ,$

[10′] $v_{a\,min} = V_a - \mathcal{V}_a ,$

[11′] $v_{g\,max} = \mathcal{V}_g - V_g ,$

[12′] $P_g = V_g I_g ,$

[13′] $I_a = \beta (\theta_a) i_{a\,max} ,$

[14′] $\mathcal{J}_a = k (\theta_a) i_{a\,max} ,$

[15′] $I_g = \beta_g (\theta_g) i_{g\,max} ,$

[16′] $\mathcal{J}_g = k_g (\theta_g) i_{g\,max} ,$

[17′] $i_{a\,max} = S (v_{g\,max} + D v_{a\,min}) ,$

[18′] $i_{g\,max} = S_g v_{g\,max} ,$

[19′] $v_{a\,min} = v_{g\,max}$ oppure $v_{a\,min} = 0{,}8\, v_{g\,max} .$

Nel seguito non si sono, per ragioni di spazio, considerate tutte le terne che si possono ottenere dalle 22 grandezze già elencate ed è parso opportuno escluderne alcune; non è da ritenere, come si è già detto, che quelle escluse siano poco importanti, ma, invece, che raramente possa presentarsi, in pratica, il caso in cui il loro valore sia imposto a priori.

Tranne un'importante eccezione, sono dunque state eliminate tutte le grandezze che si riferiscono al circuito di griglia e conservate tutte le altre I_a, $\mathcal{J}_a$, $i_{a\,max}$, V_a, $\mathcal{V}_a$, $v_{a\,min}$, P_a, P_u, P_d, η, h, θ_a, R_a. Esse apparentemente sono in numero di 13, in verità di 12, perchè, assegnato il tubo, $i_{a\,max}$ e $v_{a\,min}$ sono reciprocamente dipendenti; infatti dalle [17′] e [19′] si deduce:

$$i_{a\,max} = S (1 + D) v_{a\,min}$$

oppure:

$$i_{a\,max} = S (0{,}8 + D) v_{a\,min} .$$

Numero della formula	Si ammetta $v_{g\,max} = v_{a\,min}$; si ponga $S' = S\,(1 + D)$.	Si ammetta $v_{g\,max} = 0{,}8\,v_{a\,min}$; si ponga $S' = S\,(0{,}8 + D)$.	Vedasi la figura
[24]	$\mathcal{V}_a = h\,V_a$		
[25]	$v_{a\,min} = (1 - h)\,V_a$		
[26]	$i_{a\,max} = S'\,(1 - h)\,V_a$		
[27]	$I_a = \beta\,S'\,(1 - h)\,V_a$		
[28]	$\mathcal{J}_a = k\,S'\,(1 - h)\,V_a$		6
[29]	$P_a = \beta\,S'\,(1 - h)\,V_a^2$		10
[30]	$P_u = \frac{1}{2}\,h\,k\,S'\,(1 - h)\,V_a^2$		8
[31]	$P_c = (1 - \frac{h\,k}{2\,\beta})\,\beta\,S'\,(1 - h)\,V_a^2$		1
[32]	$\eta = \frac{h\,k}{2\,\beta}$		15

[33]	$j = \frac{k}{\beta}$		16
[34]	$R_a = \frac{h}{k\,S'\,(1 - h)}$		3
[35]	$v_{g\,\max} = (1 - h)\,V_a$	$v_{g\,\max} = 0{,}8\,(1 - h)\,V_a$	
[36]	$i_{g\,\max} = S_g\,(1 - h)\,V_a$	$i_{g\,\max} = 0{,}8\,S_g\,(1 - h)\,V_a$	
[37]	$I_g = \beta_g\,S_g\,(1 - h)\,V_a$	$I_g = 0{,}8\,\beta_g\,S_g\,(1 - h)\,V_a$	16
[38]	$\mathcal{J}_g = k_g\,S_g\,(1 - h)\,V_a$	$\mathcal{J}_g = 0{,}8\,k_g\,S_g\,(1 - h)\,V_a$	16
[39]	$V_g = \frac{[1 - h\,(1 + D)]\cos\theta_a + D}{1 - \cos\theta_a}\,V_a$	$V_g = \frac{[0{,}8\,(1 - h) - hD]\cos\theta_a + D}{1 - \cos\theta_a}\,V_a$	
[40]	$\mathcal{V}_g = \frac{1 + D - h\,(1 + D\cos\theta_a)}{1 - \cos\theta_a}\,V_a$	$\mathcal{V}_g = \frac{0{,}8 + D - h\,(0{,}8 + D\cos\theta_a)}{1 - \cos\theta_a}\,V_a$	
[41]	$\cos\,\theta_g = \frac{1}{1 + \frac{(1 - h)\,(1 - \cos\theta_a)}{[1 - h\,(1 + D)]\cos\theta_a + D}}$	$\cos\,\theta_g = \frac{1}{1 + 0{,}8\,\frac{(1 - h)\,(1 - \cos\theta_a)}{[0{,}8\,(1 - h) - hD]\cos\theta_a + D}}$	
[42]	$P_g = \beta_g\,S_g\,\frac{(1-h)\,[1-h\,(1+D)]\cos\theta_a + D}{1 - \cos\theta_a}\,V_a^2$	$P_g = 0{,}8\,\beta_g S_g\,\frac{(1-h)[0{,}8(1-h)-hD]\cos\theta_a + D}{1 - \cos\theta_a}\,V_a^2$	17, 18

Si è detto or ora dell'eccezione fatta nell'esclusione delle grandezze che si riferiscono al circuito di griglia. L'esclusione non è completa, poichè sono pure considerate tutte le terne in cui intervengono *insieme* V_a e P_g, cioè le terne, in numero di 11, che contengono insieme il valore della tensione anodica e della potenza consumata nel circuito di polarizzazione di griglia.

Nonostante l'esclusione di molte terne si tratta tuttavia di esaminare più di 150 casi; è indispensabile perciò trovare una maniera concisa di esposizione. Il modo migliore è sembrato quello di dare le formule che legano V_a, θ_a, h alle grandezze via via assegnate per ogni terna.

Quando siano noti V_a, θ_a, h, gli altri elementi si calcolano per mezzo di essi. Vengono riportate nelle pagine 156-157, le formule che permettono di far ciò, distinguendo i due casi in cui si ammetta $v_{g\ max} = v_{a\ min}$ o quello $v_{g\ max} = 0{,}8\ v_{a\ min}$.

Le tabelle che contengono in forma sintetica gli elementi necessari per il calcolo degli amplificatori di potenza a radiofrequenza non modulata sono raccolte nel paragrafo seguente.

5. - Tabelle e istruzioni per il loro uso.

I simboli usati sono:

- I_a componente continua della corrente anodica;
- $\mathcal{I}_a$ ampiezza della componente a frequenza fondamentale della corrente anodica;
- $i_{a\ max}$ valore istantaneo massimo della corrente anodica;
- V_a tensione continua anodica;
- $\mathcal{V}_a$ ampiezza della tensione a frequenza fondamentale ai capi del carico anodico;
- I_g componente continua della corrente di griglia;
- $i_{g\ max}$ valore massimo istantaneo della corrente di griglia;
- V_g tensione negativa di polarizzazione di griglia;
- P_g potenza assorbita nel circuito di griglia;
- P_a potenza assorbita nel circuito di placca;
- P_d potenza dissipata;
- P_u potenza utile;
- η rendimento anodico;
- h fattore di ampiezza (rapporto tra tensione alternativa e tensione continua anodica);
- θ_a angolo di circolazione di placca;
- k , β funzioni di θ_a date dalle [20] e [21];
- θ_g angolo di circolazione di griglia;
- k_g , β_g funzioni di θ_g date dalle [23] e [22];

R_a resistenza del carico anodico;

$\mu = \frac{1}{D}$ coefficiente di amplificazione del tubo;

S pendenza delle caratteristiche della corrente anodica per $v_{a\ min} = v_{g\ max}$ (oppure 0,8 $v_{a\ min} = v_{g\ max}$);

S_g pendenza delle caratteristiche della corrente di griglia nei punti in cui la tensione di placca è eguale alla tensione di griglia.

Le operazioni da compiere per l'esecuzione del calcolo sono ordinatamente le seguenti:

1) Si ricavano dai cataloghi o dalle caratteristiche i parametri S, D, S_g, $S' = S\ (1 + D)$ del tubo.

2) Si fissano i valori di tre delle grandezze caratteristiche dell'amplificatore che compaiono nell'elenco dei simboli. Non è considerato il caso in cui si fissi il valore di V_g o di θ_g; le tre grandezze devono essere indipendenti fra loro.

3) Date le tre grandezze si trova la tabella cui occorre fare riferimento, nel modo seguente: si guarda, nell'ordine fissato dalla tabella I, quale delle tre grandezze in questione compare per prima; la tabella che ad essa corrisponde è quella da consultare.

Se, per esempio, dato un tubo, si vuole lavorare con un certo angolo di circolazione, con una certa potenza utile e con una certa tensione anodica, basta osservare che, nella tabella I, θ_a compare prima di V_a e P_u, per accertare che gli elementi per il calcolo si troveranno nella tabella III.

4) Si cercano nella tabella così trovata la colonna e la riga che portano come indicazione distintiva il nome delle altre due grandezze della terna. All'incrocio della riga con la colonna sta la casella che contiene gli elementi necessari per il calcolo.

TABELLA I.

Elenco delle grandezze il cui valore viene, di volta in volta, fissato a priori, ordinate per la ricerca della tabella da consultare nei vari casi.

Dato	Tabella
P_d	II
θ_a	III
V_a	IV
h	V
$i_{a\ max}$	VI
P_u	VII
P_a	VIII
η	IX
R_a	X
J_a	XI
P_g	XII

Si noti che talvolta una riga o una colonna sono indicate con più di una grandezza; ciò perchè, nella ipotesi valida per quella tabella, le due grandezze sono equivalenti agli effetti del calcolo. Per esempio, nella tabella II, essendo dato P_d, è indifferente dare P_u o P_a poichè, noto P_d, dalla $P_d = P_a - P_u$ si ricava P_a, se è noto P_u, e viceversa. Le eventuali analoghe formule di passaggio da una grandezza alle altre equivalenti si trovano richiamate nella prima casella di ogni riga o colonna insieme con l'indicazione delle grandezze cui quella determinata riga o colonna corrisponde.

TABELLA II

Metodi di calcolo per tutti i casi in cui una delle quantità di cui

Dato P_d $S' = S(1+D)$	θ_a $K, \beta, j = \frac{K}{\beta}$	V_a	h	$i_{a\,max}$	I_a
θ_a		$A(\theta_a, h) = \frac{P_d}{S' V_a^2}$ da cui h fig. 1	$V_a = \sqrt{\frac{P_d}{S' A(\theta_a, h)}}$ fig. 1	$B(\theta_a, h) = \frac{S' P_d}{i_{a\,max}^2}$ da cui h $V_a = \sqrt{\frac{P_d}{S' A(\theta_a, h)}}$ fig. 1, 2	$D(\theta_a, h) = \frac{S' P_d}{I_a^2}$ da cui h $V_a = \sqrt{\frac{P_d}{S' A(\theta_a, h)}}$ fig. 1, 4
V_a			$A(\theta_a, h) = \frac{P_d}{S' V_a^2}$ da cui θ_a fig. 1	$h = 1 - \frac{i_{a\,max}}{S' V_a}$ $A(\theta_a, h) = \frac{P_d}{S' V_a^2}$ da cui θ_a fig. 1	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a, h) = \frac{V_a I_a - P_d}{V_a I_a} \\ A(\theta_a, h) = \frac{P_d}{S' V_a^2} \end{cases}$ fig. 1, 15
h				$V_a = \frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ $A(\theta_a, h) = \frac{P_d}{S' V_a^2}$ da cui θ_a fig. 1	$D(\theta_a, h) = \frac{S' P_d}{I_a^2}$ da cui θ_a $V_a = \sqrt{\frac{P_d}{S' A(\theta_a, h)}}$ fig. 1, 4
$i_{a\,max}$					$\beta = \frac{I_a}{i_{a\,max}}$ da cui θ_a $D(\theta_a, h) = \frac{S' P_d}{I_a^2}$ da cui h $V_a = \sqrt{\frac{P_d}{S' A(\theta_a, h)}}$ fig. 1, 4, 16
I_a					
$\mathfrak{J}_a$					
R_a					
$\mho_a$					

TABELLA II.

si impone il valore a priori, è la potenza dissipata P_d nel tubo.

$\mathfrak{I}_a$	R_a	$\mathfrak{V}_a$	P_u $\eta=\frac{P_u}{P_u+P_d}$ $P_a=P_u+P_d$
$E(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{\mathfrak{I}_a^2}$ da cui h $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,5	$C(\theta_a,h)=S'R_a$ da cui h $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,3	$G(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'\mathfrak{V}_a^2}$ da cui h $V_a=\frac{\mathfrak{V}_a}{h}$ fig. 7	$\eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_u+P_d}$ da cui h $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,15
h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} F(\theta_a,h)=\frac{\mathfrak{I}_h}{S'V_a} \\ A(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'V_a^2} \end{cases}$ fig. 1,6	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} C(\theta_a,h)=S'R_a \\ A(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'V_a^2} \end{cases}$ fig. 1,3	$h=\frac{\mathfrak{V}_a}{V_a}$ $G(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'\mathfrak{V}_a^2}$ da cui θ_a fig. 7	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_u+P_d} \\ A(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'V_a^2} \end{cases}$ fig. 1,15
$E(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{\mathfrak{I}_a^2}$ da cui θ_a $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,5	$C(\theta_a,h)=S'R_a$ da cui θ_a $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,3	$V_a=\frac{\mathfrak{V}_a}{h}$ $G(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'\mathfrak{V}_a^2}$ da cui θ_a fig. 7	$\eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_u+P_d}$ da cui θ_a $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,15
$K=\frac{\mathfrak{I}_a}{i_{a\,max}}$ da cui θ_a $E(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{\mathfrak{I}_a^2}$ da cui h $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,5,16	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} B(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{i^2_{a\,max}} \\ C(\theta_a,h)=S'R_a \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,2,3	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} B(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{i^2_{a\,max}} \\ G(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'\mathfrak{V}_a^2} \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,2,7	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} B(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{i^2_{a\,max}} \\ \eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_u+P_d} \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,2,15
$\frac{\mathfrak{I}_a}{I_a}=\frac{K}{\beta}$ da cui θ_a $E(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{\mathfrak{I}_a^2}$ da cui h $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,5,16	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} D(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{I_a^2} \\ C(\theta_a,h)=S'R_a \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,3,4	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} D(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{I_a^2} \\ G(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'\mathfrak{V}_a^2} \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,4,7	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_u+P_d} \\ A(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'V_a^2} \end{cases}$ $V_a=\frac{P_u+P_d}{I_a}$ fig. 1,15
	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} E(\theta_a,h)=\frac{S'P_d}{\mathfrak{I}_a^2} \\ C(\theta_a,h)=S'R_a \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,3,5	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} G(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'\mathfrak{V}_a^2} \\ C(\theta_a,h)=S'\frac{\mathfrak{V}_a}{\mathfrak{I}_a} \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,3,7	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_u+P_d} \\ C(\theta_a,h)=\frac{2S'R_u}{\mathfrak{I}_a^2} \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,3,15
		h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} G(\theta_a,h)=\frac{P_d}{S'\mathfrak{V}_a^2} \\ C(\theta_a,h)=S'R_a \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,3,7	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_u+P_d} \\ C(\theta_a,h)=S'R_a \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta_a,h)}}$ fig. 1,3,15
			h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_u+P_d} \\ C(\theta_a,h)=\frac{S'\mathfrak{V}_a^2}{2P_u} \end{cases}$ $V_a=\sqrt{\frac{P_d}{S'A(\theta\ h)}}$ fig. 1,3,15

Tabella III.

Metodi di calcolo per i casi in cui una quantità di cui si impone il valore a priori è l'angolo di circolazione anodico θ_a (o, ciò che è lo stesso, uno dei fattori di forma della corrente anodica). Non sono compresi i casi in cui si assegnano a priori, insieme, i valori di θ_a e di P_a; questi compaiono nella tabella II.

Dato θ_a K β	V_a	h $\eta = \frac{1}{2} h \frac{K}{\beta}$ $R_a = \frac{h}{1-h} \frac{1}{KS'}$	$i_{a\,max}$ $\mathcal{J}_a = K i_{a\,max}$ $I_a = \beta i_{a\,max}$	$\mathcal{V}_a$	P_u	P_a
V_a		terna di riferimento formole generali	$h = 1 - \frac{i_{a\,max}}{S' V_a}$ fig 16	$h = \frac{\mathcal{V}_a}{V_a}$ fig 16	$h(1-h) = \frac{2 P_u}{K S' V_a^2}$ da cui h fig 8, 16	$h = 1 - \frac{P_a}{\beta S' V_a^2}$ fig 10, 16
h			$V_a = \frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ fig 16	$V_a = \frac{\mathcal{V}_a}{h}$ fig 16	$V_a = \sqrt{\frac{2 P_u}{K S' h(1-h)}}$ fig 8, 16	$V_a = \sqrt{\frac{P_a}{\beta S'(1-h)}}$ fig 10, 16
$i_{a\,max}$				$V_a = \frac{i_{a\,max}}{S'} + \mathcal{V}_a$ $h = \frac{\mathcal{V}_a}{V_a}$ fig 16	$h = \frac{2 S' P_u}{K i_{a\,max}^2 + 2 S' P_u}$ $V_a = \frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ fig 16	$V_a = \frac{P_a}{\beta i_{a\,max}}$ $h = 1 - \frac{P_a}{\beta S' V_a^2}$ fig 10, 16
$\mathcal{V}_a$					$h = \frac{K S' \mathcal{V}_a^2}{2 P_u + K S' \mathcal{V}_a^2}$ $V_a = \frac{\mathcal{V}_a}{h}$ fig 16	$\frac{1-h}{h^2} = \frac{P_a}{\beta S' \mathcal{V}_a^2}$ da cui h $V_a = \frac{\mathcal{V}_a}{h}$ fig 9, 16
P_u						$h = \beta \frac{2 P_u}{K P_a}$ $V_a = \sqrt{\frac{P_a}{\beta S'(1-h)}}$ fig 10, 16

TABELLA IV.

Metodi di calcolo per i casi in cui una quantità di cui si impone il valore a priori è la tensione continua anodica V_a. Non sono compresi i casi in cui, oltre a V_a, si assegnano a priori, insieme, i valori di P_d o di θ_a; questi compaiono rispettivamente nelle tabelle II e III.

Dato V_a	h $\mathfrak{V}_a = h\,V_a$ $I_{a\,max} = S'V_a(1-h)$	$\mathfrak{J}_a$	I_a $P_a = V_a I_a$	P_u	η	R_a
h $\mathfrak{V}_a = hV_a$ $I_{a\,max} = S'V_a(1-h)$		$K = \frac{\mathfrak{J}_a}{S'V_a(1-h)}$ da cui θ_a fig 16	$\beta = \frac{I_a}{S'V_a(1-h)}$ da cui θ_a fig 16	$K = \frac{2P_u}{h(1-h)S'V_a^2}$ da cui θ_a fig 16	$\eta(\theta_a, h) = \eta$ da cui θ_a fig 15	$C(\theta_a, h) = S'R_a$ da cui θ_a fig 3
$\mathfrak{J}_a$			$\frac{\mathfrak{J}_a}{I_a} = \frac{K}{\beta}$ da cui θ_a $h = 1 - \frac{\mathfrak{J}_a}{KS'V_a}$ fig 16	$h = \frac{2P_u}{V_a \mathfrak{J}_a}$ $K = \frac{2P_u}{h(1-h)S'V_a^2}$ da cui θ_a fig 16	h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases}\eta(\theta_a, h) = \eta \\ F(\theta_a, h) = \frac{\mathfrak{J}_a}{S'V_a}\end{cases}$ fig 6,15	$h = \frac{R_a \mathfrak{J}_a}{V_a}$ $K = \frac{R_a \mathfrak{J}_a^2}{h(1-h)S'V_a^2}$ da cui θ_a fig 16
I_a P_a				h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases}\eta(\theta_a, h) = \frac{P_u}{V_a I_a} \\ A(\theta_a, h) = \frac{V_a I_a - P_u}{S'V_a^2}\end{cases}$ fig 1,15	h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases}\eta(\theta_a, h) = \eta \\ A(\theta_a, h) = \frac{(1-\eta) I_a}{S'V_a}\end{cases}$ fig 1,15	h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases}L(\theta_a, h) = \frac{P_a}{S'V_a^2} \\ C(\theta_a, h) = S'R_a\end{cases}$ fig 3,10
P_u					h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases}\eta(\theta_a, h) = \eta \\ H(\theta_a, h) = \frac{2P_u}{S'V_a^2}\end{cases}$ fig 8,15	$h = \frac{\sqrt{2P_u R_a}}{V_a}$ $K = \frac{2P_u}{h(1-h)S'V_a^2}$ da cui θ_a fig 16
η						h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases}C(\theta_a, h) = S'R_a \\ \eta(\theta_a, h) = \eta\end{cases}$ fig 3,15

TABELLA V.

Metodi di calcolo per i casi in cui una quantità di cui si impone il valore a priori è il rapporto h tra l'ampiezza della tensione alternativa anodica e la tensione continua. Non sono compresi i casi in cui, oltre ad h, si assegnano a priori, insieme, i valori di P_d, o di θ_a, o di V_a; questi compaiono già rispettivamente nelle tabelle II, III e IV.

Dato h	$\mathfrak{I}_a$	I_a	P_a	P_u	η	R_a	ϑ_a	$I_{a\,max}$
$\mathfrak{I}_a$		$\frac{K}{\beta} = \frac{\mathfrak{I}_a}{I_a}$ da cui θ_a $V_a = \frac{I_a}{\beta S'(1-h)}$ fig 10,16	$\frac{S(1-h)P_a}{\mathfrak{I}_a^2} = \frac{\beta}{K^2}$ da cui θ_a $V_a = \frac{\mathfrak{I}_a}{KS'(1-h)}$ fig 6,16	$V_a = \frac{2P_u}{h\mathfrak{I}_a}$ $K = \frac{2P_u}{h(1-h)S'V_a^2}$ da cui θ_a fig 16	Dati η e h si ricava $K/\beta = 2\eta/h$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle fig 15	Dati R_a e h si ricava $K = \frac{h}{S'R_a(1-h)}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle fig 3	Dati ϑ_a e h si ricava $V_a = \frac{\vartheta_a}{h}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle	Dati $I_{a\,max}$ e h si ricava $V_a = \frac{I_{a\,max}}{S'(1-h)}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle.
I_a			$\frac{P_a}{I_a} = V_a$ $\beta = \frac{I_a}{V_a S'(1-h)}$ da cui θ_a fig 16	$\frac{K}{\beta^2} = \frac{2P_u S'(1-h)}{h I_a^2}$ da cui θ_a $V_a = \frac{2\beta P_u}{K h I_a}$ fig 11,16				
P_a				$\frac{2P_u}{hP_a} = \frac{K}{\beta}$ da cui θ_a $V_a = \sqrt{\frac{P_a}{\beta S'(1-h)}}$ fig 15,16				

TABELLA VI.

Metodi di calcolo per i casi in cui si impone a priori il valore della corrente anodica istantanea massima, $i_{a\,max}$. Non sono compresi i casi in cui, oltre a $i_{a\,max}$, si assegna anche il valore di P_a, o di θ_a, o di V_a, o di h, perchè questi compaiono rispettivamente nelle tabelle II, III, IV, V.

Dato $i_{a\,max}$	η	R_a	P_a	P_u	$\mathcal{V}_a$	$\mathcal{J}_a$	I_a
η		h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} C(\theta_a,h)=S'R_a \\ \eta(\theta_a,h)=\eta \end{cases}$ $V_a=\frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ fig. 3,15	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} B(\theta_a,h)=\frac{P_a S'}{i^2_{a\,max}}(1-\eta) \\ \eta(\theta_a,h)=\eta \end{cases}$ $V_a=\frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ fig 2,15	h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases} B(\theta_a,h)=\frac{P_u S'}{i^2_{a\,max}}\cdot\frac{1-\eta}{\eta} \\ \eta(\theta_a,h)=\eta \end{cases}$ $V_a=\frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ fig. 2,15	Dati $\mathcal{V}_a$ e $i_{a\,max}$ si ricava $V_a=\frac{i_{a\,max}}{S'}+\mathcal{V}_a$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle	Dati $\mathcal{J}_a$ e $i_{a\,max}$ si ricava $K=\frac{\mathcal{J}_a}{i_{a\,max}}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle. fig 16	Dati I_a e $i_{a\,max}$ si ricava $\beta=\frac{I_a}{i_{a\,max}}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle fig 16
R_a			h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases} D(\theta_a,h)=\frac{P_a S'}{i^2_{a\,max}} \\ C(\theta_a,h)=S'R_a \end{cases}$ $V_a=\frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ fig. 3,13	$\frac{\sqrt{\frac{2P_u}{R_a}}}{i_{a\,max}}=K$ da cui θ_a $C(\theta_a,h)=S'R_a$ da cui h $V_a=\frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ fig. 3,16			
P_a				h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases} B(\theta_a,h)=\frac{S'(P_a-P_u)}{i^2_{a\,max}} \\ \eta(\theta_a,h)=\frac{P_u}{P_a} \end{cases}$ $V_a=\frac{i_{a\,max}}{S'(1-h)}$ fig. 2,15			

Tabella VII.

Metodi di calcolo per i casi in cui si impone a priori il valore della potenza utile P_u. Non sono compresi i casi in cui, oltre a P_u, si assegna anche il valore di P_d, o di θ_a, o di V_a, o di h, o di $i_{a\,max}$, perchè questi compaiono già rispettivamente nelle tabelle II, III, IV, V, VI.

Dato P_u	R_a $\mathfrak{J}_a = \sqrt{\frac{2P_u}{R_a}}$ $\mathfrak{V}_a = \sqrt{2P_u R_a}$	I_a	η	P_a
R_a $\mathfrak{J}_a$ $\mathfrak{V}_a$		$\frac{\mathfrak{J}_a}{I_a} = \frac{K}{\beta}$ da cui θ_a $C(\theta_a, h) = S' R_a$ $V_a = \frac{2\beta}{Kh} \frac{P_u}{I_a}$ fig 3,16	Dati η e P_u si ricava $P_d = P_u\left[\frac{1-\eta}{\eta}\right]$ e si possono così utilizzare i dati contenuti in precedenti tabelle	Dati P_a e P_u si ricava $P_d = P_a - P_u$ e si possono così utilizzare i dati contenuti in precedenti tabelle.

Tabella VIII.

Metodi di calcolo per i casi in cui si impone a priori il valore della potenza assorbita, P_a, dal tubo. Non sono compresi i casi in cui, oltre a P_a, si assegna anche il valore di P_d, o di θ_a, o di V_a, o di h, o di $i_{a\,max}$, o di P_u, perchè questi compaiono già rispettivamente nelle tabelle II, III, IV, V, VI, VII.

Dato P_a	R_a	$\mathfrak{J}_a$	$\mathfrak{V}_a$	η	I_a
R_a		h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a, h) = \frac{R_a \mathfrak{J}_a^2}{2P_a} \\ C(\theta_a, h) = S' R_a \end{cases}$ $V_a = \frac{R_a \mathfrak{J}_a}{h}$ fig. 3,15	h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a, h) = \frac{\mathfrak{V}_a^2}{2R_a P_a} \\ C(\theta_a, h) = S' R_a \end{cases}$ $V_a = \frac{\mathfrak{V}_a}{h}$ fig. 3,15	Dati η e P_a si ricava $P_d = P_a(1-\eta)$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle.	Dati P_a e I_a si ricava $V_a = \frac{P_a}{I_a}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle.
$\mathfrak{J}_a$			h e θ_a si deducono dal sistema: $\begin{cases} \eta(\theta_a, h) = \frac{1}{2} \frac{\mathfrak{V}_a \mathfrak{J}_a}{P_a} \\ C(\theta_a, h) = S' \frac{\mathfrak{V}_a}{\mathfrak{J}_a} \end{cases}$ $V_a = \frac{\mathfrak{V}_a}{h}$ fig. 3,15		
$\mathfrak{V}_a$					

TABELLA IX.

Metodi di calcolo per i casi in cui si assegna a priori il valore del rendimento η. Non sono compresi i casi in cui, oltre a η, si assegna anche il valore di P_d, o di θ_a, o di V_a, o di h, o di $i_{a\,max}$, o di P_u, o di P_a, perchè questi compaiono già rispettivamente nelle tabelle II, III, IV, V, VI, VII, VIII.

Dato η	$\mathcal{J}_a$	I_a	$\mathcal{V}_a$	R_a
$\mathcal{J}_a$		$\frac{\mathcal{J}_a}{I_a} = \frac{K}{\beta}$ da cui θ_a $\eta(\theta_a, h) = \eta$ da cui h $V_a = \frac{I_a}{\beta S(1-h)}$ fig 10,15,16	h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases} \eta(\theta_a, h) = \eta \\ C(\theta_a, h) = S \frac{\mathcal{V}_a}{\mathcal{J}_a} \end{cases}$ $V_a = \frac{\mathcal{V}_a}{h}$ fig 3,15	Dato R_a e η dal sistema $\begin{cases} S R_a = C(\theta_a, h) \\ \eta = \eta(\theta_a, h) \end{cases}$ si ricavano θ_a e h e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle. (fig 3,15)
I_a			h e θ_a si deducono dal sistema $\begin{cases} \eta(\theta_a, h) = \eta \\ N(\theta_a, h) = \frac{I_a}{S \mathcal{V}_a} \end{cases}$ $V_a = \frac{\mathcal{V}_a}{h}$ fig 12,15	

TABELLA X.

Metodi di calcolo per i casi in cui si assegna a priori il valore della resistenza di carico anodico R_a. Non sono compresi che due casi perchè tutti gli altri in cui, oltre R_a, si assegna il valore di P_d, o di θ_a, o di V_a, o di h, o di $i_{a\,max}$, o di P_u, o di P_a, o di η, si trovano rispettivamente nelle tabelle II, III, IV, V, VI, VII, VIII, IX.

Dato R_a	I_a	$\mathcal{J}_a$	$\mathcal{V}_a$
I_a		Dati R_a e $\mathcal{J}_a$ si ricava $P_u = \frac{R_a \mathcal{J}_a^2}{2}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle.	Dati R_a e $\mathcal{V}_a$ si ricava $P_u = \frac{1}{2}\frac{\mathcal{V}_a^2}{R_a}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle.

TABELLA XI.

Metodi di calcolo per i casi in cui si assegna a priori il valore dell'ampiezza della corrente alternativa di alimentazione $\mathcal{J}_a$. Non sono compresi che due casi perchè tutti gli altri in cui, oltre $\mathcal{J}_a$, si assegna il valore di P_d, o di θ_a, o di V_a, o di h, o di $i_{a\,max}$, o di P_u, o di P_a, o di η, o di R_a, si trovano rispettivamente nelle tabelle II, III, IV, V, VI, VII, VIII, IX, X.

Dato $\mathcal{J}_a$	$\mathcal{V}_a$	I_a
	Dati $\mathcal{J}_a$ e $\mathcal{V}_a$ si ricava $P_u = \frac{\mathcal{V}_a \mathcal{J}_a}{2}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle.	Dati $\mathcal{J}_a$ e I_a si ricava $\frac{K}{\beta} = \frac{\mathcal{J}_a}{I_a}$ e si possono utilizzare così i dati contenuti in precedenti tabelle. fig.16

Tabella XII.

Metodi di calcolo per i casi in cui si assegnano a priori i valori della potenza P_g consumata nel gruppo di polarizzazione di griglia, e quello della tensione anodica V_a.

Dato P_g	V_a
P_d	h e θ_a si ricavano dal sistema $\begin{cases} Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2} \\ A(\theta_a, h) = \dfrac{P_d}{S' V_a^2} \end{cases}$
θ_a	$Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2}$ da cui h
h	$Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2}$ da cui θ_a
I_a	$\begin{cases} Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2} \\ L(\theta_a, h) = \dfrac{V_a I_a}{S' V_a^2} \end{cases}$
$\mathfrak{J}_a$	$\begin{cases} Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2} \\ F(\theta_a, h) = \dfrac{\mathfrak{J}_a}{S' V_a} \end{cases}$
$i_{a\,max}$	$h = 1 - \dfrac{i_{a\,max}}{S' V_a}$ $Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2}$ da cui θ_a

Dato P_g	V_a
R_a	$\begin{cases} C(\theta_a, h) = S' R_a \\ Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2} \end{cases}$
$\mathfrak{v}_a$	$h = \dfrac{\mathfrak{v}_a}{V_a}$ $Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2}$ da cui θ_a
P_u	$\begin{cases} H(\theta_a, h) = \dfrac{2 P_u}{S' V_a^2} \\ Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2} \end{cases}$
η	$\begin{cases} Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2} \\ \eta(\theta_a, h) = \eta \end{cases}$
P_a	$\begin{cases} Q(\theta_a, h) = \dfrac{P_g}{S_g V_a^2} \\ L(\theta_a, h) = \dfrac{P_a}{S' V_a^2} \end{cases}$

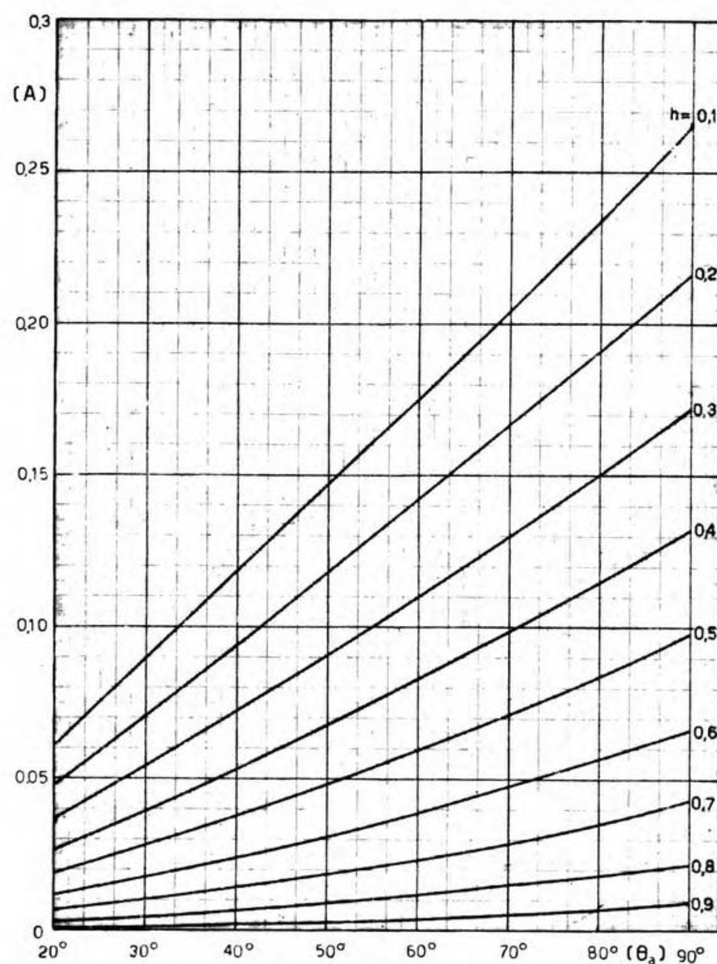


Fig. 1. — Funzione ausiliaria $A(\theta_a, h) = \beta(1 - h)(1 - \eta)$.

5) Nella casella così trovata sono raccolte le formule che, in funzione dei tre valori fissati a priori permettono di ricavare i valori di V_a, θ_a, h. Si vedano al numero 7 le istruzioni per interpretare quanto viene indicato nelle tabelle in forma abbreviata.

6) Dati i valori di V_a, θ_a ed h, quelli delle altre grandezze si deducono mediante le [24], [25], . . . , [42], il che è facilitato dalle figure richiamate a fianco di alcune delle formule citate.

7) Per interpretare quanto è scritto nelle tabelle occorre avere presenti alcune semplici norme.

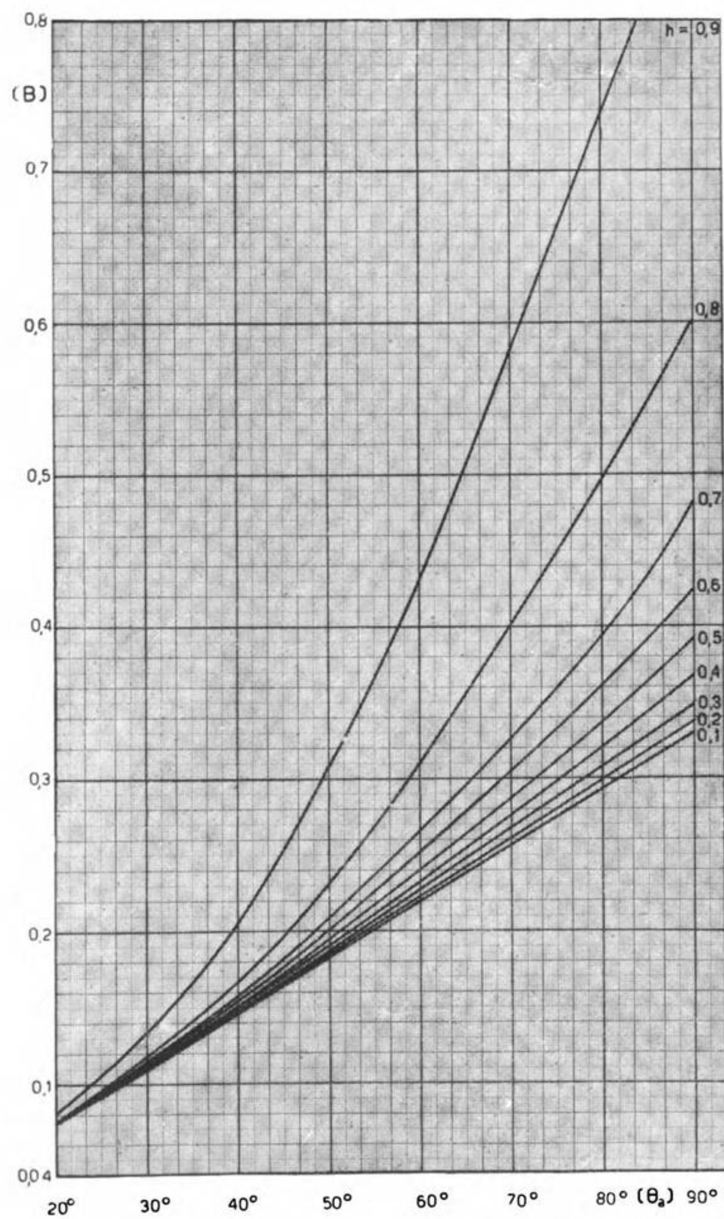


Fig. 2. — Funzione ausiliaria $B(\theta_a, h) = \frac{\beta(1-\eta)}{1-h}$.

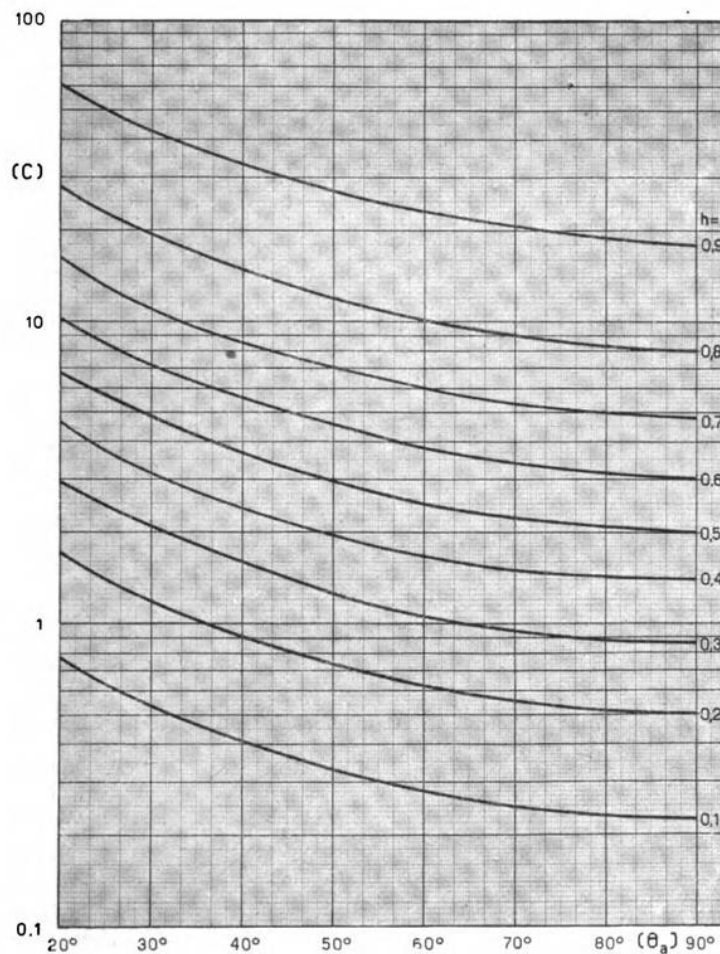


Fig. 3. — Funzione ausiliaria $C(\theta_a, h) = \frac{h}{k(1-h)}$.

Talvolta in una casella si trovano direttamente le formule che dànno h, V_a; è evidente che θ_a non si ricava mai direttamente, ma sempre attraverso la determinazione di k, β, e delle loro combinazioni, che sono funzioni di θ_a; bisogna perciò ricorrere ai grafici della figura 16 per ricavare, se occorre, il valore di θ_a.

In numerosi altri casi le cose sono meno semplici; θ_a e h non si ricavano direttamente bensì risolvendo un sistema di equazioni (sempre trascendenti) in θ_a e h. Per esempio, se $A(\theta_a, h)$ e $B(\theta_a, h)$ sono due

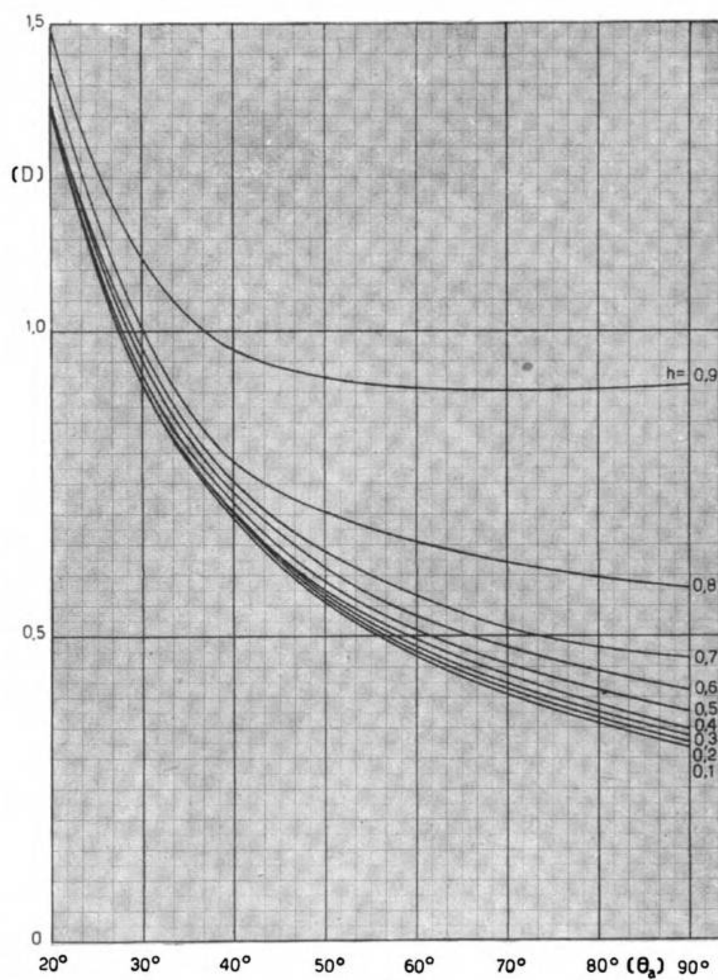


Fig. 4. — Funzione ausiliaria $D(\theta_a, h) = \dfrac{1 - \eta}{\beta\,(1 - h)}$.

funzioni note di cui si hanno rappresentazioni grafiche, si devono risolvere sistemi del tipo:

$$\begin{cases} A\,(\theta_a, h) = \text{quantità nota} \\ B\,(\theta_a, h) = \text{quantità nota.} \end{cases}$$

La soluzione è ottenuta graficamente cercando sui diagrammi rappresentativi delle funzioni A e B (fig. 1 e 2) due valori di θ_a e h per cui A e B abbiano contemporaneamente i valori assegnati.

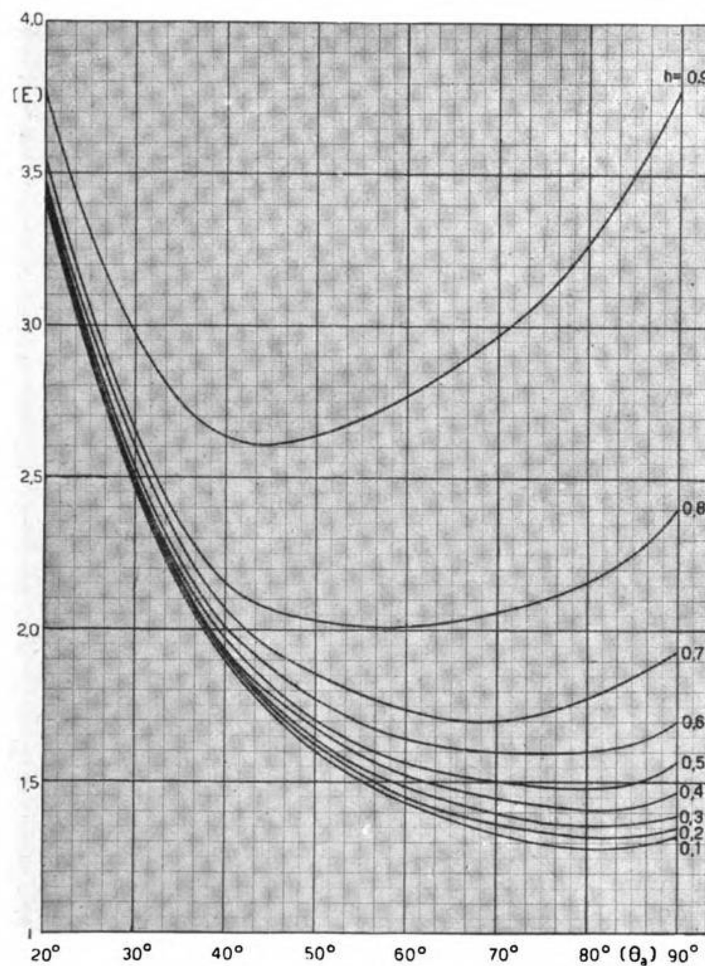


Fig. 5. — Funzione ausiliaria $E(\theta_a, h) = \dfrac{\beta(1-\eta)}{k^2(1-h)}$.

Le funzioni di θ_a e h in cui ci si imbatte sono in numero di 17. I loro valori numerici sono stati calcolati e si trovano graficamente rappresentati nelle figure 1-18.

Altre volte sugli stessi grafici si potranno cercare i valori di θ_a e h che contemporaneamente dànno un certo valore numerico ad una funzione generica $A(\theta_a, h)$ e rendono massima o minima un'altra funzione generica $B(\theta_a, h)$.

Quando tra le grandezze date a priori non compare la P_g, le curve

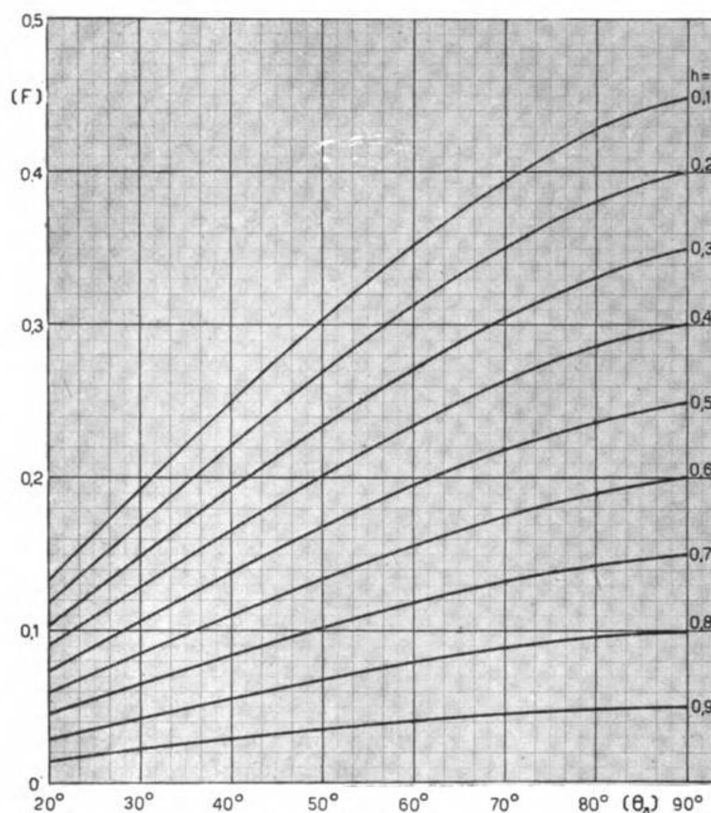


Fig. 6. — Funzione ausiliaria $F(\theta_a, h) = k(1 - h)$.

hanno valore generale ed indipendente dal tubo; nel caso invece (ultima tabella) in cui P_g fa parte della terna, ci si imbatte in sistemi del tipo:

$$\begin{cases} Q(\theta_a, h, D) = \text{quantità nota} \\ M(\theta_a, h) = \text{quantità nota}, \end{cases}$$

ove Q ed M sono funzioni note.

In tal caso è evidentemente impossibile dare il valore delle funzioni del tipo Q per più di uno o due valori di D, se non si vuole andare incontro ad eccessive complicazioni. Si sono quindi riportate due curve valevoli per due valori di $D = \frac{1}{\mu}$; e precisamente valevoli per:

$$D = 0{,}05\,, \qquad \mu = 20\,;$$
$$D = 0{,}02\,, \qquad \mu = 50\,.$$

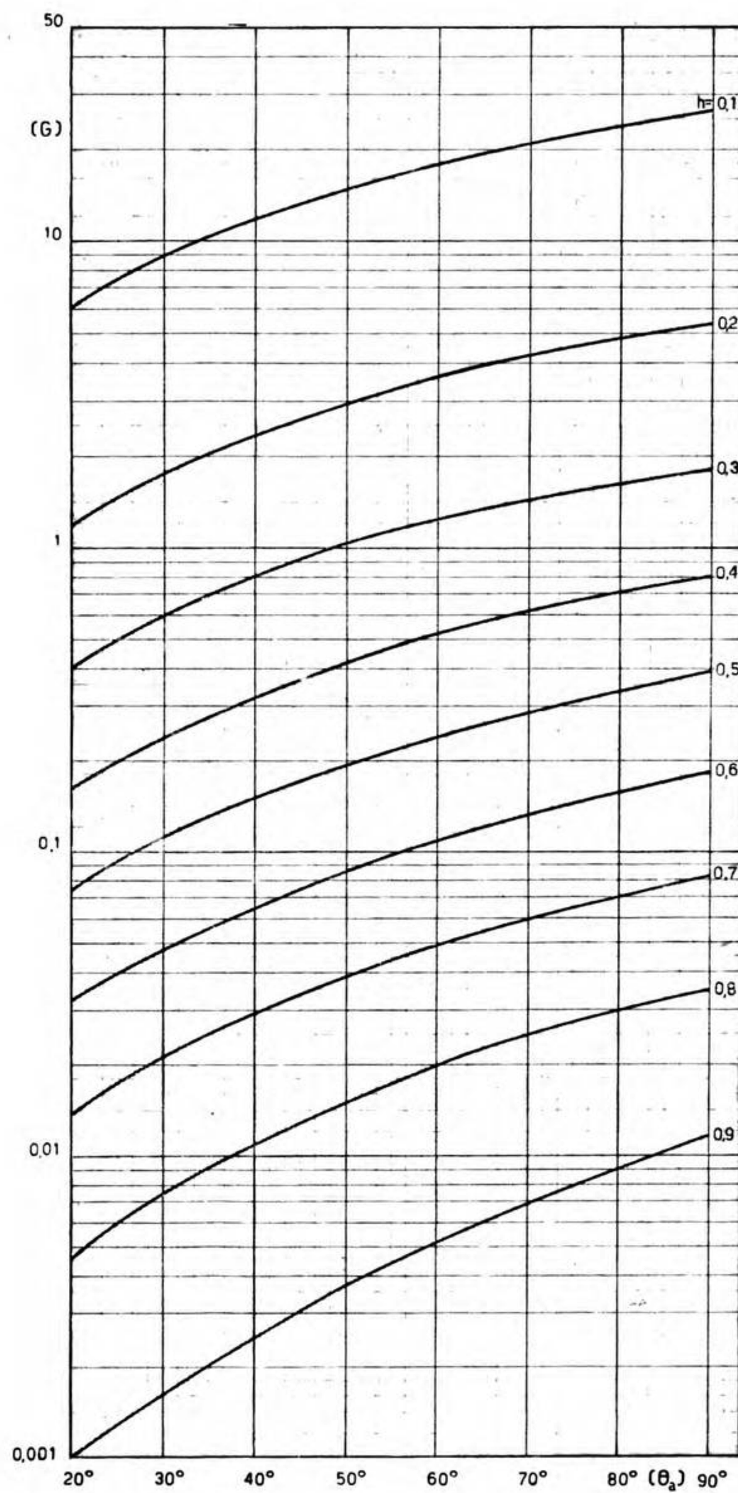


Fig. 7. — Funzione ausiliaria $G(\theta_a, h) = \dfrac{\beta (1 - h)(1 - \eta)}{h^2}$.

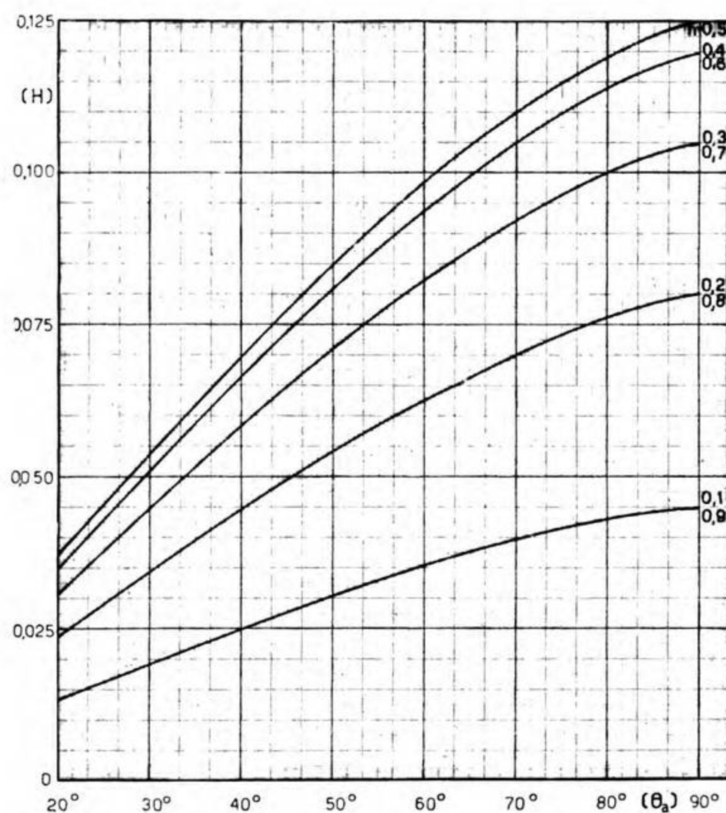


Fig. 8. — Funzione ausiliaria $H(\theta_a, h) = h\,k\,(1 - h)$.

Anche se il tubo adoperato ha un coefficiente di amplificazione molto diverso da 50 o 20 (purchè non minore di 9), gli errori introdotti usando tali curve non superano generalmente il 10 %.

6. - Esempi.

Gli esempi che seguono sono tutti calcolati nel caso di un tubo R. C. A. 203 per cui risulta dai cataloghi:

$$S = 0{,}007 \text{ mA/V}$$
$$\mu = 25$$
$$S' = 0{,}007\,(0{,}8 + 0{,}04) = 0{,}00588 \text{ mA/V}$$
$$S_g = 0{,}0013 \text{ mA/V}\,.$$

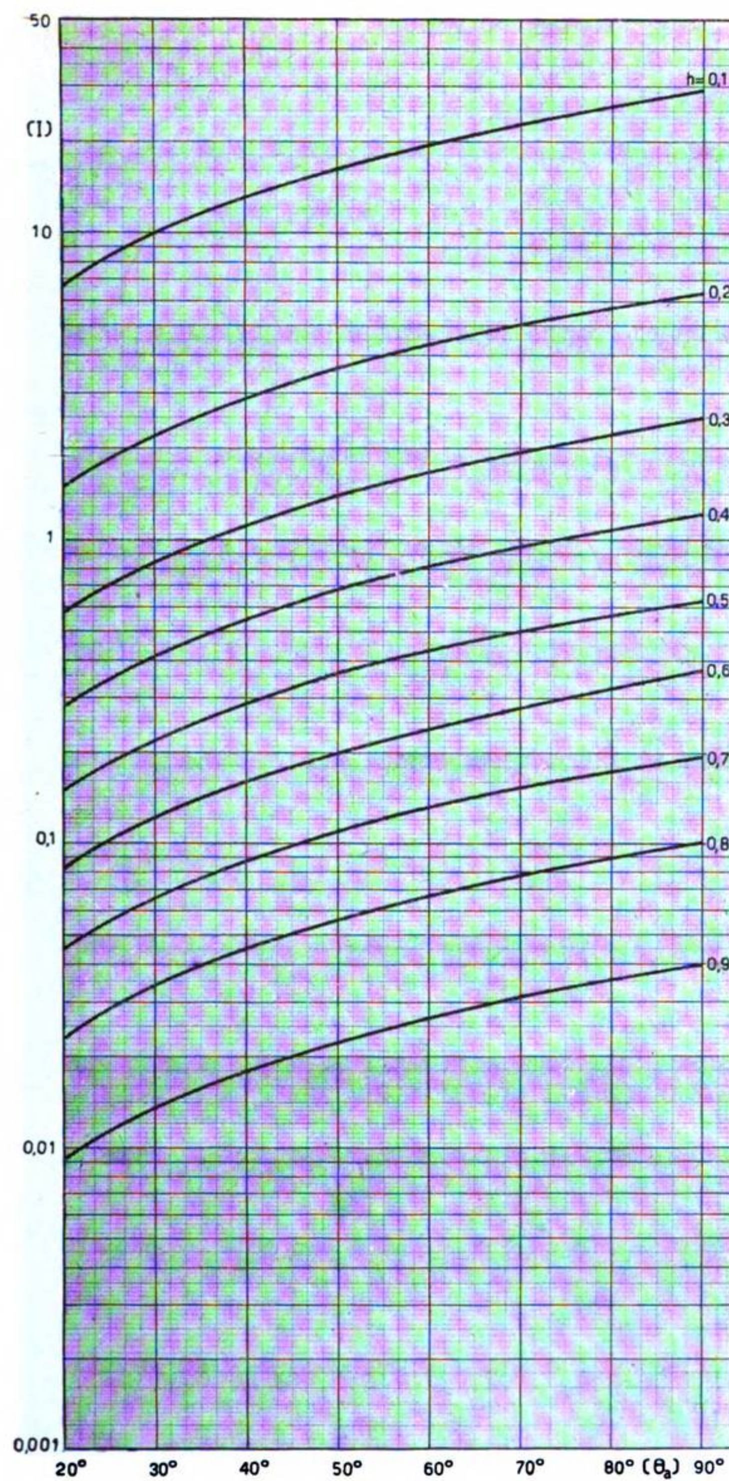


Fig. 9. — Funzione ausiliaria $I(\theta_a, h) = \dfrac{\beta(1 - h)}{h^2}$.

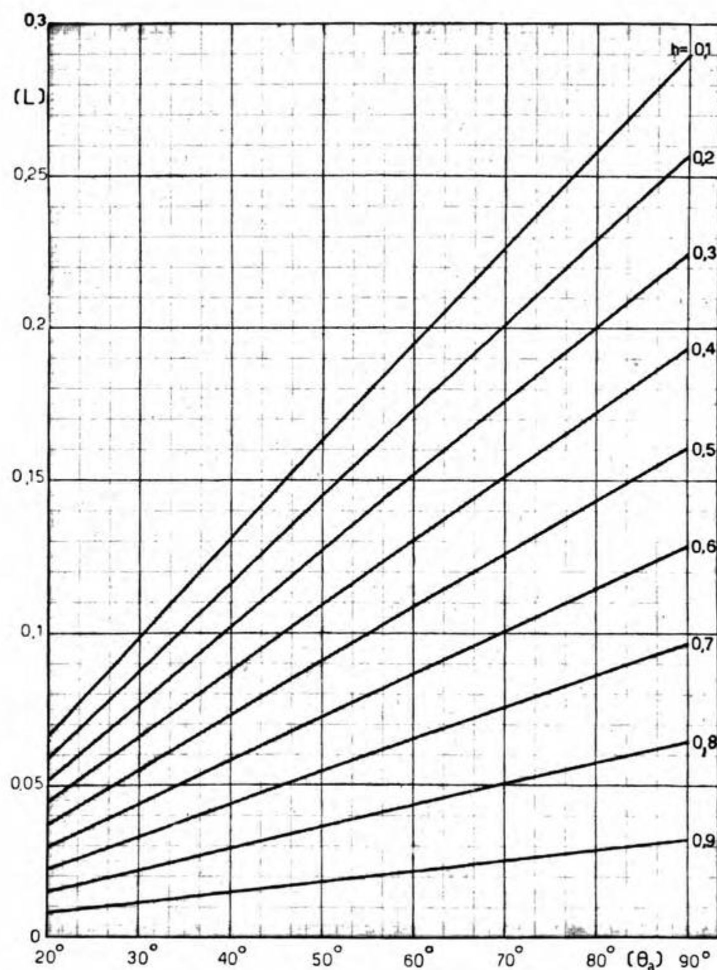


Fig. 10. — Funzione ausiliaria $L(\theta_a, h) = \beta(1 - h)$.

Esempio I. - Dati:

potenza dissipata $P_d = 100$ W,
angolo di circolazione $\theta_a = 70°$,
corrente istantanea massima $i_{a\,max} = 1{,}2$ A.

Osservando l'elenco della tabella I si vede che tra le grandezze P_d, θ_a, $i_{a\,max}$ compare per prima la P_d, per cui occorre riferirsi alla tabella II. In questa, all'incrocio della riga θ_a con la colonna $i_{a\,max}$ si trova scritto:

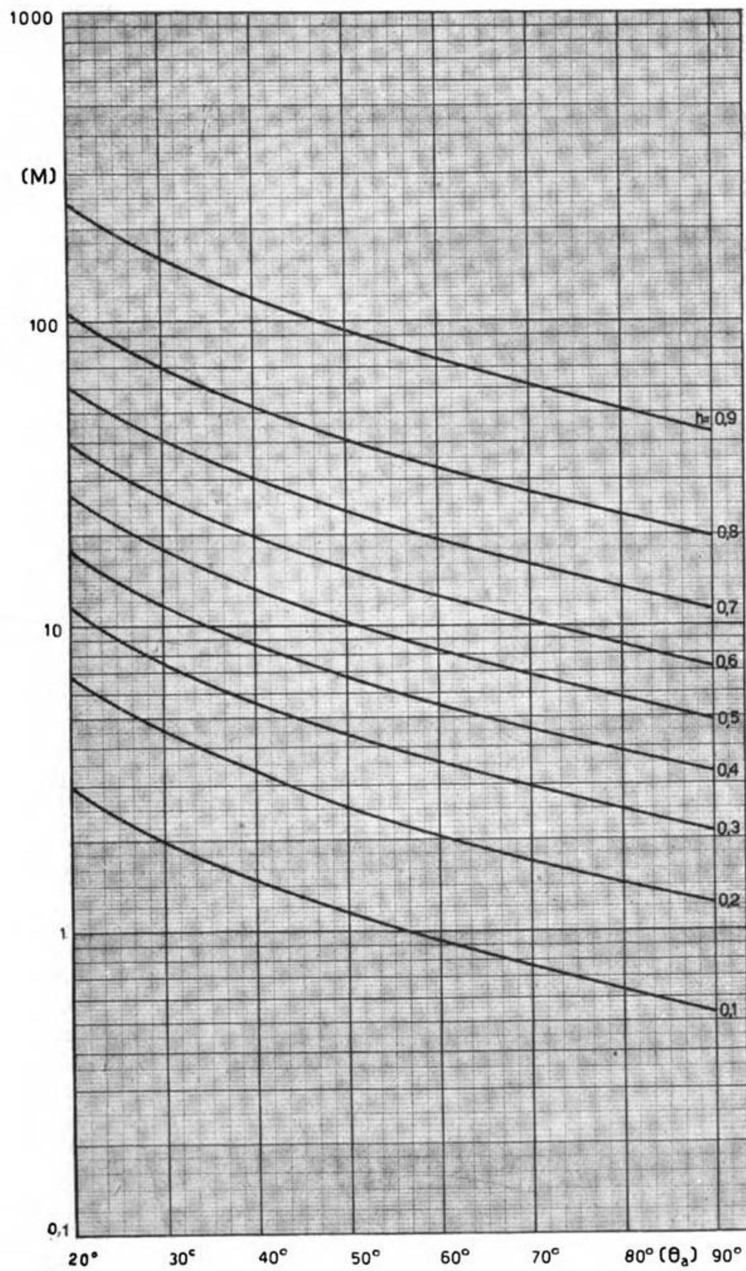


Fig. 11. — Funzione ausiliaria $M(\theta_a, h) = \frac{h\,k}{\beta^2(1-h)}$.

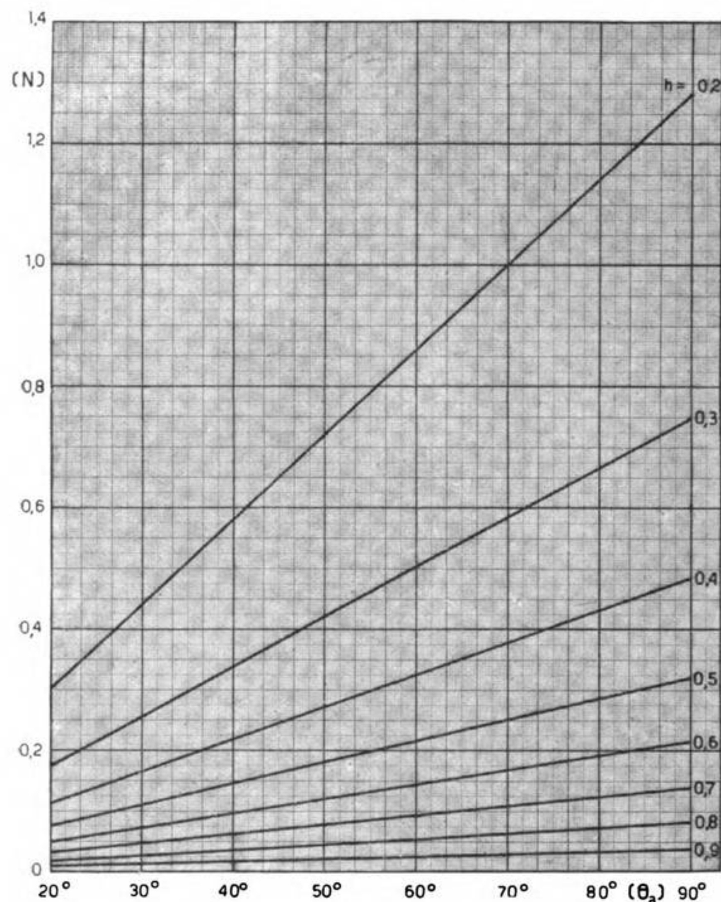


Fig. 12. — Funzione ausiliaria $N(\theta_a, h) = \frac{\beta(1-h)}{h}$.

$$B(\theta_a, h) = \frac{S' P_d}{i_{a\,max}^2} \quad \text{da cui } h;$$

$$V_a = \sqrt{\frac{P_d}{S' A(\theta_a, h)}} \quad \text{(fig. 1, 2).}$$

Si calcola dunque con i dati noti:

$$B(\theta_a, h) = \frac{0{,}588}{1{,}44} = 0{,}408 .$$

Con questo valore di B si ricava, dalla figura 2, il valore di h; infatti per $\theta_a = 70°$ e $B = 0{,}408$, h deve valere 0,81.

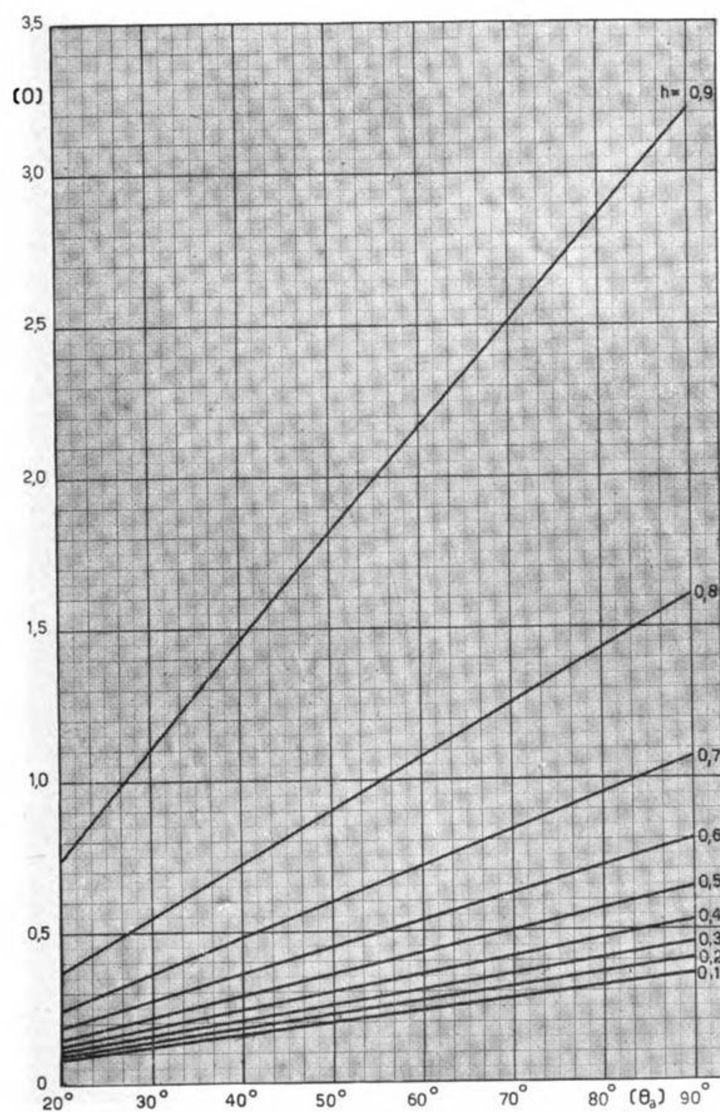


Fig. 13. — Funzione ausiliaria $O(\theta_a, h) = \frac{\beta}{1 - h}$.

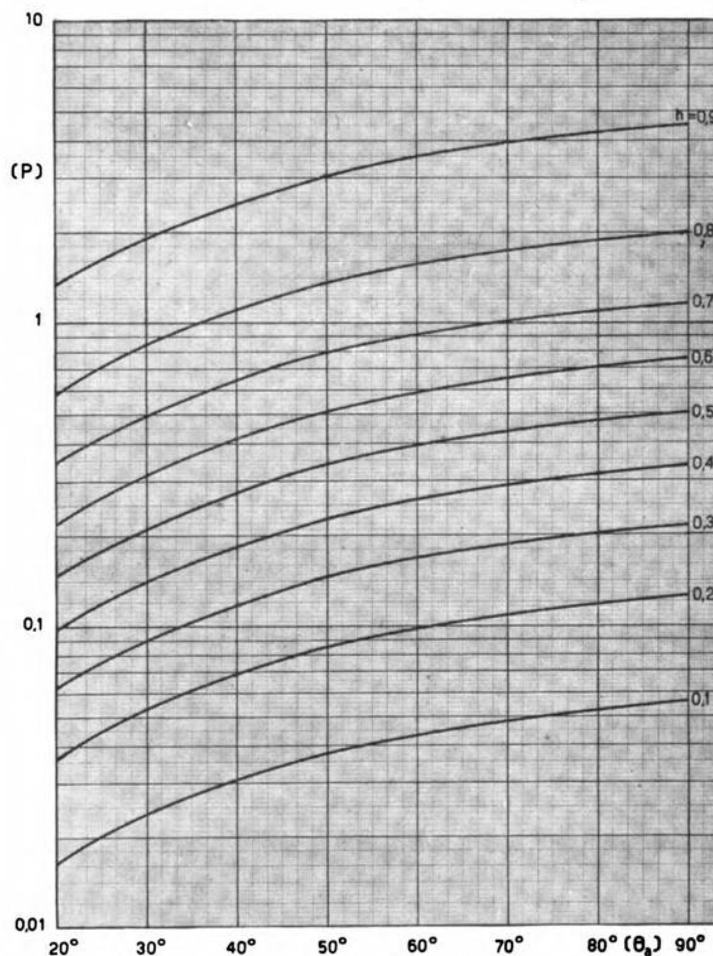


Fig. 14. — Funzione ausiliaria $P(\theta_a, h) = \frac{h\,k}{1-h}$.

Per calcolare V_a la tabella dice che occorre applicare la:

$$V_a = \sqrt{\frac{P_d}{S'\,A\,(\theta_a, h)}}\,.$$

Ora dalla figura 1 [o dal calcolo, poichè $A = B\,(1-h)^2$] si ricava che, per $\theta_a = 70^\circ$ e $h = 0{,}81$, $A = 0{,}015$ e perciò:

$$V_a = \sqrt{\frac{100}{0{,}00588 \cdot 0{,}015}} = \frac{10^5}{\sqrt{15 \cdot 588}} = 1065\ \text{V}\,.$$

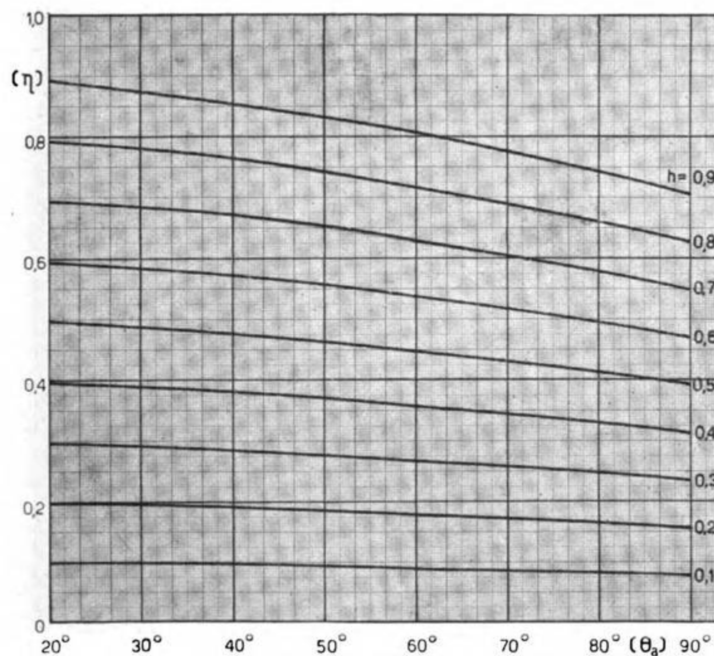


Fig. 15. — Valore del rendimento $\eta\ (\theta_a, h)$.

Quindi, noti h, V_a, θ_a, si possono calcolare, mediante le formule [24], [25], . . . , [42], tutti i dati che riguardano l'amplificatore e, ricontrollando i dati iniziali, verificare gli errori introdotti dall'interpolazione grafica. Si ha dunque:

$V_a = 1065$ V	$i_{a\ \max} = 1{,}19$ A	$j = 1{,}74$
$h = 0{,}81$	$I_a = 0{,}300$ A	$R_a = 1655\ \Omega$
$\theta_a = 70^0$	$\mathcal{J}_a = 0{,}521$ A	$v_{g\ \max} = 162$ V
$\beta = 0{,}252$	$P_u = 319$ W	$i_{g\ \max} = 0{,}183$ A
$k = 0{,}438$	$P_a = 225$ W	. . . .
$\mathcal{V}_a = 863$ V	$P_d = 96$ W	e così via.
$v_{a\ \min} = 202$ V	$\eta = 0{,}7$	

Esempio II. - Dati:

potenza dissipata $P_d = 100$ W ,

potenza utile $P_u = 200$ W ,

e si vuole lavorare con la minima tensione anodica.

Dalla tabella I si ricava che, come nell'esempio precedente, il metodo

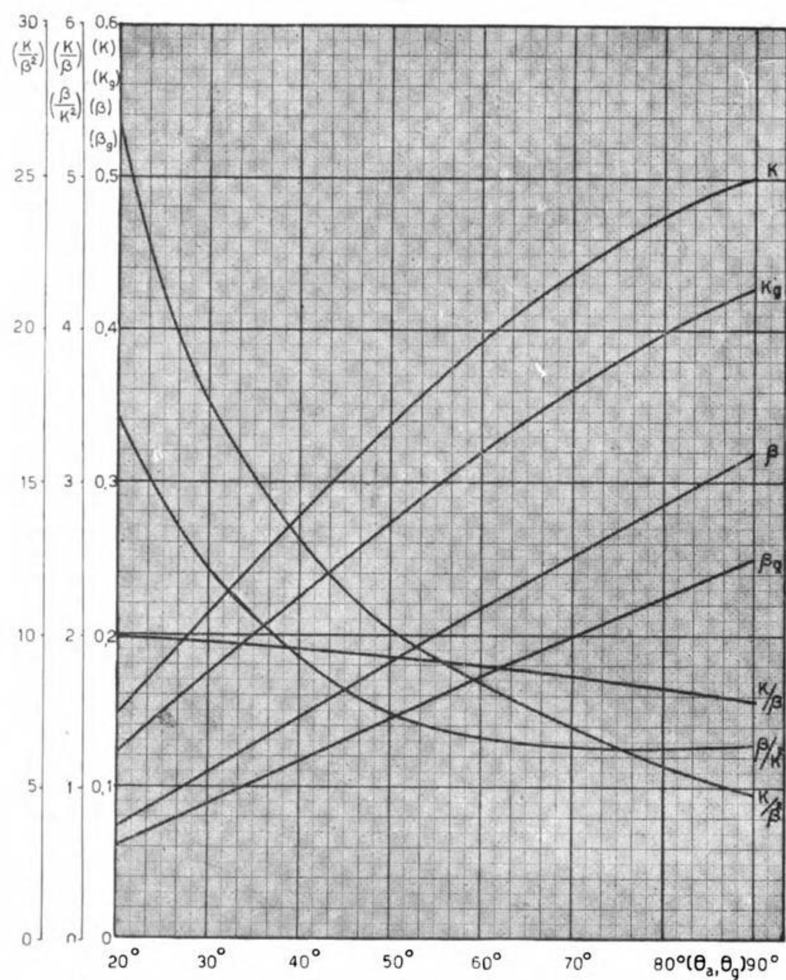


Fig. 16. — Funzioni varie di θ_a e θ_g: k, β, k_g, β_g, k/β, β/k^2, k/β^2 .

di calcolo da seguire deve essere cercato nella tabella II; in questa all'incrocio della colonna P_u con la riga V_a si trova scritto:

h e θ_a si deducono dal sistema:

$$\begin{cases} \eta\ (\theta_a, h) = \dfrac{P_u}{P_u + P_d} \\ A\ (\theta_a, h) = \dfrac{P_d}{S'\ V_a^2} \end{cases} \qquad \text{(fig. 1, 15).}$$

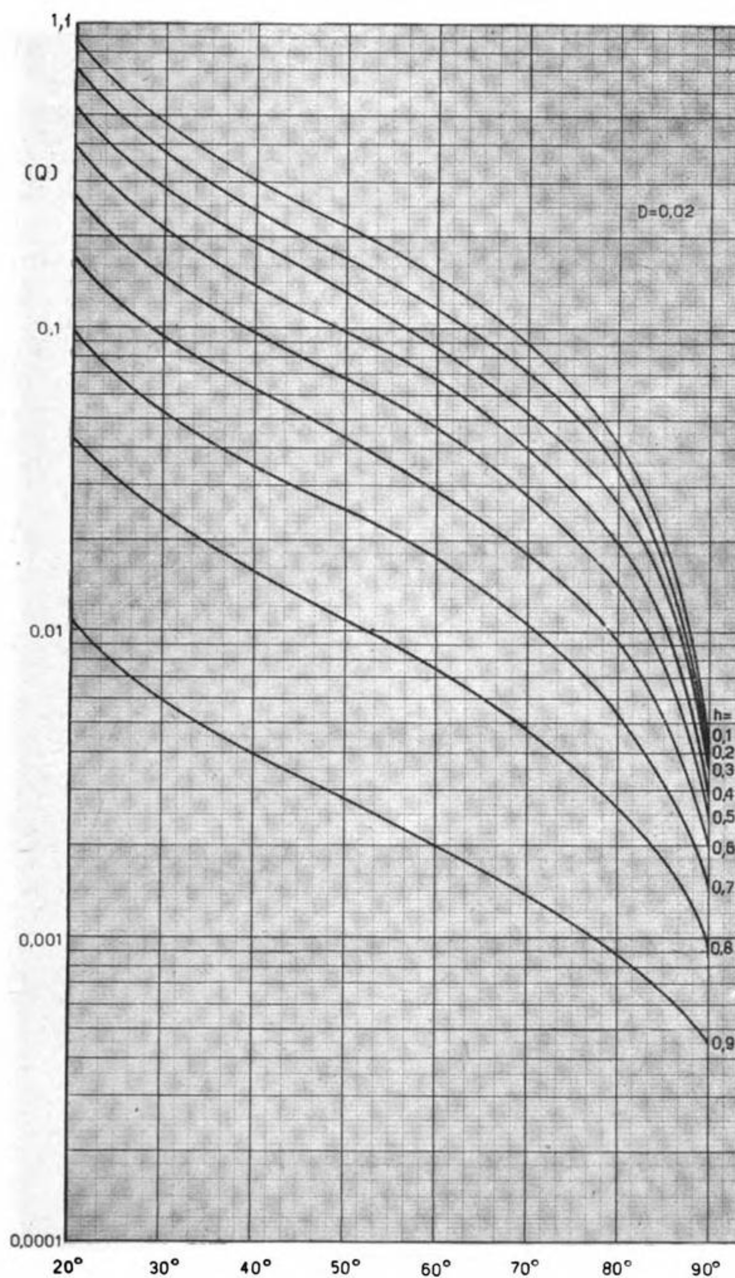


Fig. 17. — Funzione ausiliaria

$$Q(\theta_a, h) = \beta_q(\theta_a, h)\,(1 - h)\,\frac{\left[1 - h\left(1 + \frac{1}{\mu}\right)\right]\cos\theta_a + \frac{1}{\mu}}{1 - \cos\theta_a}$$

calcolata per $\mu = 50$, cioè $D = 0{,}02$.

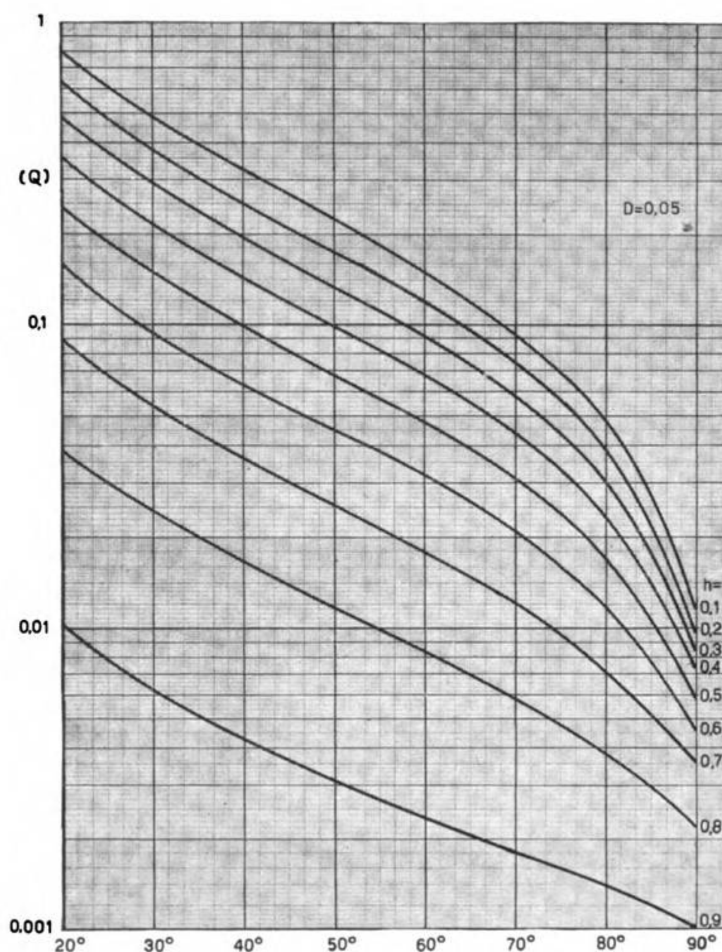


Fig. 18. — Funzione ausiliaria Q come in figura 17 calcolata per $\mu = 20$, cioè $D = 0{,}05$.

Nel nostro caso la prima equazione del sistema è:

$$\eta = \frac{2}{3}\,;$$

mentre la seconda dice che, per mettersi nelle condizioni di V_a minimo, occorre rendere A massimo. Ora, dalla figura 15, si trova che è $\eta = \dfrac{2}{3}$ per la seguente serie di coppie di valori di θ_a e h:

$\theta_a =$	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°
$h =$	0,67	0,69	0,70	0,715	0,75	0,77	0,81	0,845 .

Per le stesse coppie di valori si trova:

$A =$	0,0083	0,010	0,014	0,016	0,017	0,019	0,016	0,0158 .

Conviene quindi assumere come terzo dato l'angolo di circolazione con il valore di 70° perchè, in queste condizioni, A è massimo e V_a è minimo. Ci si riduce allora al caso in cui sono noti:

$$P_u = 200 \text{ W}$$
$$P_d = 100 \text{ W}$$
$$\theta_a = 70^\circ$$
$$\eta = 0{,}667 .$$

Il calcolo ricomincia quindi nel modo normale.

Poichè nell'elenco delle grandezze della tabella I compare per prima P_d, occorre consultare la tabella II per conoscere il metodo di calcolo più opportuno. In essa, all'incrocio della riga θ_a con la colonna P_u, sta scritto:

$$\eta\,(\theta_a, h) = \frac{P_u}{P_u + P_d} \quad \text{da cui } h;$$

$$V_a = \sqrt{\frac{P_d}{S'\,A\,(\theta_a, h)}} \quad \text{(fig. 1, 15)}.$$

Seguendo la linea così tracciata si trova:

$$\eta\,(\theta_a, h) = \frac{200}{300} = 0{,}667 ,$$

da cui, noto $\theta_a = 70^\circ$, e dalla figura 15:

$$h = 0{,}767 .$$

Successivamente dalla figura 1, per $\theta_a = 70^\circ$ e $h = 0{,}767$, risulta il valore di:

$$A = 0{,}0194 \text{ A} ,$$

che, sostituito nella espressione di V_a, permette di ricavarne il valore:

$$V_a = \sqrt{\frac{100}{0{,}00588 \cdot 0{,}194}} = 935 \text{ V} .$$

Riassumendo, ora si sa che l'amplificatore richiesto funziona con i seguenti valori delle grandezze di riferimento:

$$h = 0{,}767$$
$$V_a = 935 \text{ V}$$
$$\theta_a = 70^\circ .$$

Con le formule [24], [25], . . . , [42] si deducono le altre grandezze:

$\mathcal{V}_a = 716$ V
$v_{a\,\min} = 219$ V
$i_{a\,\max} = 1{,}29$ A
$I_a = 0{,}326$ A
$\mathcal{J}_a = 0{,}517$ A
$P_u = 207$ W
$P_a = 305$ W
$P_d = 98$ W
$R_a = 1385\ \Omega$
. . . .
e così via.

Esempio III. - Dati:

tensione anodica $V_a = 1200$ V,
resistenza anodica $R_a = 1200\ \Omega$,
rendimento $\eta = 0{,}65$.

Dalla tabella I si ricava che è da consultare la tabella IV (infatti delle tre grandezze V_a, η, R_a, la prima che compare nell'elenco è V_a, cui corrisponde la tabella IV). In questa, all'incrocio della colonna R_a con la riga η:

h e θ_a si deducono dal sistema:

$$\begin{cases} C(\theta_a, h) = S' R_a \\ \eta(\theta_a, h) = \eta \end{cases} \qquad \text{(fig. 3, 15).}$$

Nel nostro caso il sistema diventa:

$$\begin{cases} C = 7{,}06 \\ \eta = 0{,}65\,; \end{cases}$$

dall'esame delle figure 3 e 15 si ricava che una coppia di valori approssimativi per cui esso è soddisfatto è:

$$h = 0{,}7$$
$$\theta_a = 50^\circ.$$

Poichè:

$$V_a = 1200 \text{ V}$$

il calcolo è ricondotto alle solite formule [24], [25], . . . , [42]; queste permettono di ricavare tutti i dati che interessano e di verificare gli errori introdotti dal procedimento grafico e dall'interpolazione. Si trova:

$V_a = 1200$ V
$\mathcal{V}_a = h\,V_a = 840$ V
$v_{a\,\min} = V_a - \mathcal{V}_a = 360$ V
$i_{a\,\max} = S'\,v_{a\,\min} = 2{,}117$ A
$I_a = 0{,}386$ A
$\mathcal{J}_a = 0{,}715$ A
$P_u = 300$ W
$P_a = 465$ W
$P_d = 165$ W
$\eta = 0{,}645$
$R_a = 1175\ \Omega$
$v_{g\,\max} = 288$ V
$i_{g\,\max} = 0{,}375$ A
. . . .
e così via.

Esempio IV. - Dati:

tensione anodica $V_a = 1250$ V,
angolo di circolazione $\theta_1 = 70^{\circ}$,
fattore di ampiezza $h = 0{,}9$.

Questi dati corrispondono alla terna fondamentale e (come si vede anche nella tabella III) tutte le grandezze dell'amplificatore si calcolano con le formule [24], [25], . . . , [42].

$\mathcal{V}_a = 1125$ V
$v_{a\,min} = 125$ V
$i_{a\,max} = 0{,}735$ A
$I_a = 0{,}186$ A
$\mathcal{J}_a = 0{,}324$ A
$P_u = 182$ W
$P_a = 233$ W
$P_d = 52$ W
$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{182}{233} = 0{,}78$
$R_a = 3470\ \Omega$
. . . .
e così via.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

P. DAVID — **In quale misura lo studio di un altoparlante in regime permanente permetta di prevedere il suo comportamento in regime transitorio.** (Onde Él., giugno 1938, XVII, 198, pag. 309-319, con 4 fig.).

Il lavoro è stato scritto in risposta ad articoli del Voigt (1) nei quali si sostiene che la curva di risposta degli altoparlanti, rilevata a regime permanente, non serve agli scopi pratici perchè non tiene conto dei transitori. Il Voigt basa questa asserzione sulla considerazione che si possono presentare regimi transitori sprovvisti di spettri di frequenza, e che si può immaginare un sistema che abbia una risposta buona in regime permanente, e cattiva in regime transitorio.

Il David, sia in generale, sia con esempi, dimostra che la prima considerazione non è esatta. Inoltre ribadisce il concetto che ampiezza e fase sono intimamente legate fra loro e non vi è variazione dell'una senza variazione dell'altra; quindi nella risposta ai transitori, dove entra in giuoco prevalentemente la fase, si devono riscontrare le stesse caratteristiche della curva di risposta ottenuta con la riproduzione dei regimi permanenti, dove intervengono soltanto le ampiezze.

La supposizione di un sistema elettroacustico costituito da un altoparlante con risposta perfetta, chiuso in una camera perfettamente riverberante che non ha alcuna risonanza, nella cui superficie è praticato un foro, è stata adottata dal Voigt per mostrare che si può avere una buona risposta in regime permanente la quale non dà nessuna indicazione sul comportamento del sistema in regime transitorio.

Risponde il David, che attuare un dispositivo di tal genere significa combinare insieme una quantità di sistemi risonanti i quali daranno luogo ad una risposta in regime permanente difettosa nello stesso modo di quella in regime transitorio; e conclude osservando che il metodo normale di prova degli altoparlanti, applicato in regime permanente, basta senz'altro a definire completamente le loro proprietà.

E. P.

(1) Wir. World, 1937, XLI, p. 90.

AMPLIFICATORI.

F. E. TERMAN e J. R. WOODYARD — **Amplificatore modulato sulla griglia ad alto rendimento.** (Proc. I. R. E., agosto 1938, XXVI, 8, pag. 929-945, con 9 fig.).

La potenza di uscita di un normale amplificatore modulato sulla griglia risulta, come è noto, di basso valore, in quanto l'impedenza di carico deve venire adattata al valore di cresta della tensione oscillatoria modulata; si ha quindi scarso rendimento.

La figura 1 rappresenta un circuito che permette di conseguire un rendimento più alto. I due tubi termoionici che costituiscono l'amplificatore modulato sono collegati fra loro per mezzo di una linea in quarto d'onda, di impedenza caratteristica R, e vengono modulati dalle ten-

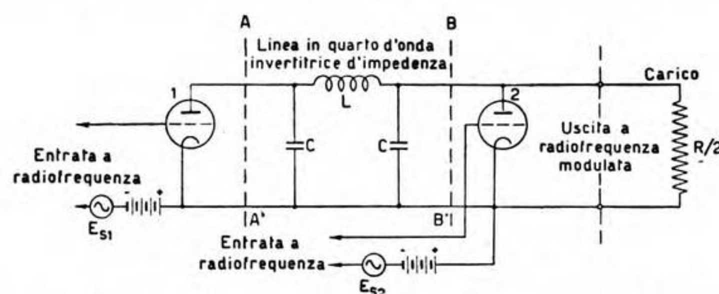


Fig. 1. — Circuito schematico di un amplificatore modulato sulla griglia ad alto rendimento.

sioni a bassa frequenza E_{S1}, E_{S2}, in fase fra loro. Alla resistenza di carico è assegnato il valore $R/2$.

Il funzionamento del complesso è il seguente: la polarizzazione del tubo 2 è tale che la corrente anodica è nulla durante il ciclo negativo della modulazione; pertanto l'impedenza che, attraverso alla linea in quarto d'onda, si riflette sul tubo 1, ai capi $A\,A'$, ha il valore $2R$ (reciproco dell'effettiva impedenza di carico, moltiplicata per il quadrato dell'impedenza caratteristica della linea). Questa alta impedenza di carico consente al tubo 1 di lavorare, durante il ciclo negativo della modulazione, con rendimento doppio di quello che si otterrebbe se i tubi 1 e 2 non fossero collegati mediante la linea in quarto d'onda.

Quando la tensione oscillatoria supera il valore corrispondente all'onda portante, il tubo 2 lascia passare corrente sotto forma di impulsi, l'ampiezza dei quali cresce fino a che la tensione oscillatoria non raggiunge il valore di cresta. Tale tubo invia dunque tutta la sua potenza al carico e inoltre, in virtù della linea in quarto d'onda, provoca la diminuzione dell'impedenza di carico sul tubo 1. Quest'ultimo è allora capace di fornire potenza in continuo aumento durante il ciclo posi-

tivo della modulazione senza che la sua tensione a radiofrequenza ne aumenti.

Il tubo 1 lavora, per la maggior parte del tempo, come un amplificatore di classe C, con tensione relativamente alta fra placca e catodo, e presenta così un elevato rendimento. Il tubo 2, il quale fornisce un'impedenza variabile al tubo 1 ed un'aliquota di potenza durante il ciclo positivo della modulazione, lavora anch'esso come un amplificatore di classe C; il suo rendimento è quindi pure elevato.

Il rendimento medio complessivo raggiunge in buone condizioni l'80 %. Il sistema possiede tutti i requisiti della modulazione sulla placca, con il vantaggio di richiedere una bassa potenza di modulazione; è inoltre particolarmente facile applicare ad esso la reazione negativa.

M. L. P.

APPLICAZIONI VARIE.

S. W. Seeley, H. B. Deal e C. N. Kimball — **Comando teledinamico mediante ionizzazione selettiva con applicazione ai radioricevitori.** (Proc. I. R. E., luglio 1938, XXVI, 7, pag. 813-830, con 8 fig.).

Un sistema ideale per il comando elettrico a distanza di un qualsiasi apparato dovrebbe avere le seguenti caratteristiche:

1) non richiedere l'installazione di un conduttore adibito esclusivamente a questo scopo;

2) consumare una piccola potenza e soprattutto non richiedere assorbimento di potenza in modo continuo quando il dispositivo comandato non funziona;

3) presentare un funzionamento dei comandi sicuro e non disturbato da interferenze da parte dei circuiti di potenza o di segnalazione;

4) permettere il funzionamento indipendente di diversi dispositivi di comando a distanza, senza la produzione di disturbi nei circuiti radioriceventi.

A queste caratteristiche generali risponde un dispositivo studiato nei laboratori della R. C. A., il quale utilizza, come mezzo di trasmissione degli impulsi di comando, le condutture delle comuni installazioni a frequenza industriale. Gli impulsi sono costituiti da un'onda portante di frequenza compresa tra 200 e 400 kHz, modulata alla frequenza industriale (60 Hz); la modulazione è ottenuta semplicemente alimentando con tensione alternata la placca del tubo oscillatore. Il sistema è studiato in modo da consentire la separazione dei segnali di comando con diversa frequenza portante e con diversa fase dall'inviluppo di modulazione.

Per evitare il consumo di potenza nel periodo di riposo viene installato, all'ingresso dell'apparato da comandare, un tubo a scarica in gas con catodo freddo, il quale è alimentato dalla tensione di rete e nel quale la scarica viene eccitata dall'impulso in arrivo soltanto se la frequenza

portante del segnale ha il determinato valore prestabilito, e se la fase dell'inviluppo di modulazione è nella relazione fissata con quella dell'alimentazione. La scarica viene poi mantenuta dalla tensione di rete e la corrente corrispondente serve a chiudere un soccorritore.

Vengono considerate alcune varianti del dispositivo ed è indicato, in tutti i particolari, come esso si applichi al comando a distanza di un radioricevitore.

R. S.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

C. R. BURROWS, A. DECINO e L. E. HUNT — **Stabilità delle onde di due metri.** (Proc. I. R. E., maggio 1938, XXVI, 5, pag. 516-528, con 11 fig.).

Gli autori avevano già precedentemente esposto (1) i risultati di prove da loro condotte sulla propagazione delle onde ultracorte in pianura, impiegando onde comprese tra 2 e 18 m, altezze delle antenne dal suolo da 2 a 25 m, e percorsi tra 9,4 e 26,3 km. Per via teorica ed in accordo con i risultati sperimentali in tal modo ottenuti, si era giunti alla formula:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\left(\frac{3\lambda}{8\pi d}\right)\left(2 \operatorname{sen} \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right) \cdot F\right]^2, \qquad [1]$$

nella quale P_r/P_t è il rapporto tra potenza utile alla ricezione e potenza irradiata alla trasmissione, per il caso di semplici antenne a mezza onda; λ la lunghezza d'onda in metri; d la lunghezza del percorso in metri; h_1 e h_2 sono le altezze in metri dal suolo delle antenne, ricevente e trasmittente; F un fattore sostanzialmente eguale all'unità.

La formula tiene conto, anzitutto, dell'attenuazione dovuta semplicemente alla distanza (attenuazione che si avrebbe nel caso di spazio libero in cui il campo risulterebbe inversamente proporzionale alla distanza), quindi, dell'attenuazione dovuta al raggio riflesso dalla terra supposta piana (raggio che si riflette con inversione di fase), ed infine, dell'attenuazione supplementare dovuta al fatto che la terra è curva e non piana.

Una nuova serie di esperimenti è stata condotta dagli autori nel 1936 su di un collegamento a lunga distanza con onde di 2 m, stabilito tra Lawrenceville e Deal (New Jersey).

Caratteristica fondamentale di tale collegamento è che i supporti per le antenne, trasmittente e ricevente, si trovano ad una distanza molto vicina a quella limite di visibilità, come appare chiaramente dal profilo riportato in figura 1; infatti tale distanza è di 60,6 km mentre che la distanza limite di visibilità è di 55 km o di 63,6 km, a seconda

(1) Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 1507; A. F., 1936, V, p. 368.

che si trascuri o no il fenomeno di rifrazione atmosferica, per cui tutto avviene come se il raggio apparente della terra fosse moltiplicato per 4/3.

L'antenna trasmittente, situata a Lawrenceville, irradiante una potenza di circa 4 W, è costituita da 4 antenne per mezza onda orizzon-

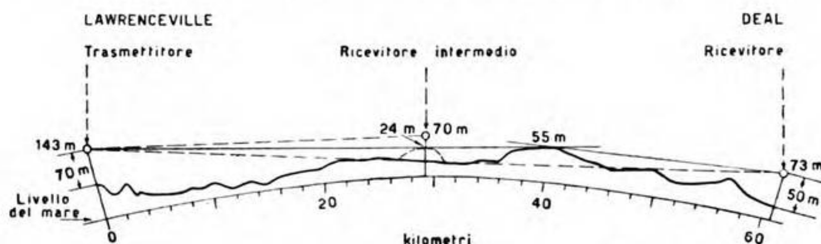


Fig. 1. — Profilo del percorso Lawrenceville-Deal.

tali, ed è disposta ad un'altezza dal suolo di 81 m (palo e supporto); l'antenna ricevente, costituita da 6 dipoli orizzontali, è posta ad un'altezza di 54 m sul suolo. Il trasmettitore è stabilizzato a quarzo ed il ricevitore è una doppia eterodina con frequenza intermedia a larga banda,

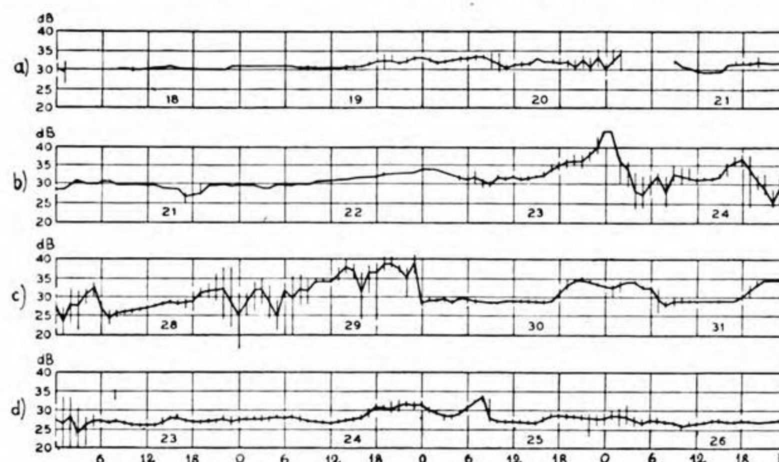


Fig. 2. — Variazioni dell'intensità di campo durante lunghi periodi di tempo: *a*) febbraio; *b*) marzo; *c*) luglio; *d*) ottobre 1936. (Ascisse: ore di tempo medio orientale. Ordinate: decibel sopra 1 μV/m per 1 W in un'antenna a dipolo corta).

il cui guadagno — controllato due volte ogni giorno per mezzo di apposito generatore campione — è assai stabile in grazia all'uso di reazione negativa, di una regolazione termostatica della temperatura, e di una stabilizzazione delle tensioni di alimentazione. Le indicazioni di campo

fornite dal ricevitore sono continuamente registrate da apposito apparecchio.

Con tale collegamento, durante tutto il 1936, sono state effettuate misure dell'attenuazione subita dal segnale lungo il percorso; esse, da un lato, hanno ancora una volta mostrato che la media del campo in ricezione concorda assai bene con il valore dato dalla formula, dall'altro lato, hanno messo in evidenza vari tipi di evanescenza raggiungenti entità anche notevoli. Per quanto riguarda l'accordo medio tra formula teorica ed esperimento si osserva che il valore di attenuazione media misurato risulta di 123,6 dB (il valore dato dalla formula di cui sopra è di 120), di cui 108 di attenuazione dovuta semplicemente alla distanza (spazio libero), 8,5 dovuti alla riflessione negativa da parte della terra supposta piana e 7 dovuti alla curvatura della terra. (Gli autori fanno pertanto osservare nell'attuale scritto che la formula [1], in seguito a recenti studi, deve essere modificata, nel senso di assegnare un valore più alto all'attenuazione dovuta alla curvatura della terra, anche se in tale modo la concordanza tra risultati teorici e sperimentali viene ad essere meno buona di quella ottenuta accettando la vecchia formula).

Particolarmente interessanti appaiono i risultati relativi all'evanescenza che è stata minutamente esaminata nei suoi diversi andamenti a lungo, medio e corto periodo. La figura 2 fornisce indicazioni sull'evanescenza a lungo periodo; le ordinate di ciascuna curva dànno il valor medio del campo ricavato entro ciascuna ora. Tali grafici mostrano che il campo spesso rimane costante entro una piccola frazione di decibel, anche per intervalli di tempo estesi, ed altre volte invece presenta variazioni superiori ai 15 dB.

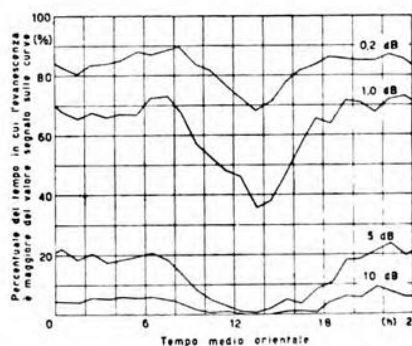


Fig. 3. — Variazioni diurne dell'ampiezza dell'evanescenza.

Il grafico di figura 3 riporta l'andamento dell'evanescenza durante 24 ore; le ordinate dànno il percento del tempo in cui l'ampiezza dell'evanescenza supera un certo numero di decibel, assunto come parametro della curva. Si può osservare che l'ampiezza di tale evanescenza non supera 1 dB per il 40 % del tempo, ed eccede 16 dB solamente per l'1 % del tempo; le più grandi ampiezze osservate sono di circa 20 dB. Un esempio caratteristico di evanescenza è riportato in figura 4.

Si osservano infine, continuamente, evanescenze a periodo molto corto, aventi piccolissima ampiezza, spesso sovrapposte ad evanescenze di maggiore ampiezza e di periodo più lungo; evanescenze occasionali

di carattere tipicamente oscillatorio si notano in corrispondenza del sorgere di ostacoli lungo il cammino delle onde, quali masse d'aria mobili, aeroplani in moto e simili.

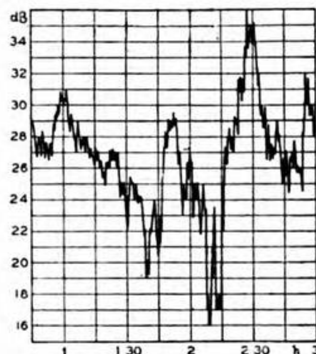


Fig. 4. — Esempio tipico di evanescenza. (Ascisse: ore di tempo medio orientale. Ordinate: decibel sopra 1 μV/m per 1 W in un'antenna a dipolo corta).

Le serie di esperimenti parallelamente effettuate, sempre con onde di 2 m, su di un percorso all'incirca metà di quello di cui sopra, con antenne disposte più vicine al suolo, in modo da ottenere valori all'incirca eguali di attenuazione dovuta alla riflessione negativa sulla terra, hanno condotto ad evanescenze considerevolmente minori, di entità in media 1/5 di quella sopra riscontrata; ciò indica chiaramente che la stabilità del collegamento viene migliorata in modo notevole accorciando il percorso.

Altri esperimenti sono stati infine condotti su di un altro percorso avente lunghezza paragonabile a quella del percorso tra Lawrenceville e Deal; in tale caso si tornano ad avere valori elevati dell'evanescenza. Si è anche potuto constatare che variazioni piuttosto rilevanti nella posizione dell'antenna e nella sua altezza dal suolo, non producono sostanziali differenze di comportamento circa l'evanescenza a lungo e medio periodo.

Si può pertanto concludere che le comunicazioni su onde ultracorte a distanze dell'ordine della distanza limite di visibilità, sono affette da fenomeni di evanescenza affatto trascurabili; per quanto riguarda il collegamento Lawrenceville-Deal, il conseguire per 99 % del tempo un campo non inferiore a quello medio (concordante abbastanza bene colle formule) richiede l'uso di una potenza di trasmissione di almeno 7 dB superiore a quella normale.

F. Ve.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

A. H. Inglis — **Caratteristiche di trasmissione dei nuovi impianti telefonici.** (Bell S. T. J., luglio 1938, XVII, 3, pag. 358-380, con 8 fig.).

Una fondamentale innovazione nel nuovo tipo di impianto telefonico « Bell System » è costituita dall'adozione di trasformatori di accoppiamento antilocale; questo dispositivo, che era già stato introdotto in alcuni apparecchi di tipo anteriore, consente una utilizzazione più razionale delle caratteristiche del ricevitore.

È noto che chi parla regola il proprio volume di voce giudicandolo in base alla frazione di suono che giunge al suo orecchio, in rapporto al

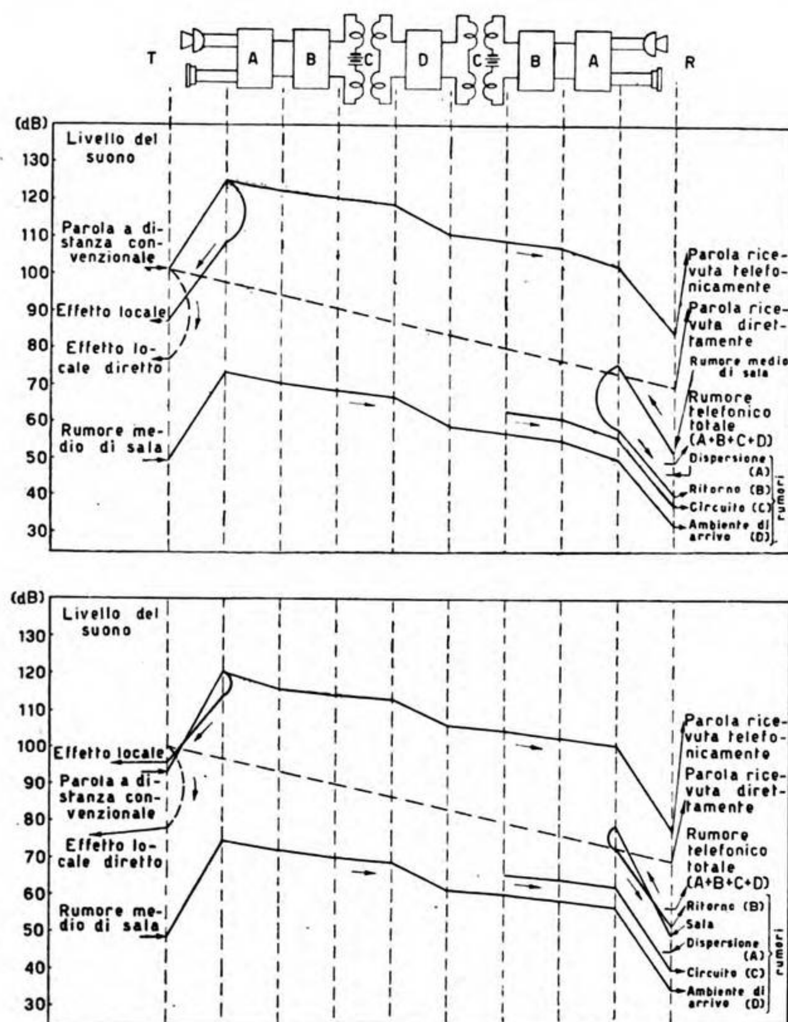


Fig. 1. — Diagrammi del livello di potenza (riferito a 10^{-16} W) di collegamenti telefonici tipici: *T* - trasmissione; *A* - apparecchio d'abbonato; *B* - circuito urbano; *C* - ponte di alimentazione; *D* - circuito interurbano; *R* - ricezione.

livello dei rumori circostanti. Nei telefoni di costruzione usuale l'effetto locale è notevolmente più elevato della eco normale in aria. Si ha così la sensazione di una voce troppo alta che porta istintivamente ad abbassare il tono della conversazione e contribuisce a fare aumentare il numero

di parole non comprese dalla persona ricevente. Il fenomeno è in parte corretto dalla esaltazione del livello dei rumori di sala, ma a causa della sensibilità non lineare dell'orecchio tale correzione non è in generale sufficiente.

Il trasformatore antilocale non è di per se stesso una novità, risalendo la sua invenzione all'epoca della invenzione del telefono, tuttavia fino ad ora non si era potuto applicarlo industrialmente, dato che con la sua adozione una piccola parte del volume dei suoni deve venire sacri-

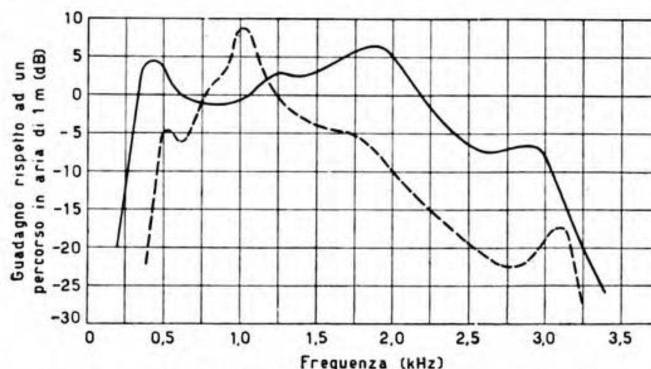


Fig. 2. — Risposta alla frequenza di un collegamento telefonico tipico di media lunghezza: —— vecchio, – – – nuovo.

ficata e ciò non era consentito prima d'oggi dalle esigenze della trasmissione. I nuovi apparecchi forniscono un livello di uscita notevolmente più elevato dei vecchi tipi e quindi permettono l'adozione di questo dispositivo, che migliora nettamente l'intelligibilità della conversazione.

Il complesso telefonico, inclusavi una linea di media lunghezza, è stato calcolato in modo che l'attenuazione totale sia circa uguale all'attenuazione subita, nell'aria, dalla voce di una persona che parla alla distanza di un metro dalla persona ricevente. Si è così attuato quello che si suol definire un sistema ortotelefonico. I grafici di figura 1 mostrano l'andamento del livello della potenza e dell'effetto locale in una normale conversazione.

La curva complessiva di risposta di due apparecchi collegati da una linea (fig. 2) presenta un notevole miglioramento rispetto a quella del tipo anteriore, soprattutto nel campo di frequenza compreso tra 1200 e 3000 Hz. Ciò contribuisce non poco a migliorare la qualità e la intelligibilità delle trasmissioni.

T. L.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

C. Rovini. — *Il violino.* — Nistri Lischi, Pisa, 1938. — Un volume di 302 pagine, con 55 figure. — Prezzo L. 15.

Ecco un bel libro che, scritto per i musicisti ed i musicofili, potrà interessare anche i cultori della tecnica acustica e musicale, i quali desiderino, nell'interesse stesso delle ricerche di carattere fisico, allargare la loro cultura anche nel campo della conoscenza e della storia dell'arte di costruire e di suonare gli strumenti ad arco e in particolare il violino.

Presentata in veste tipografica assai dignitosa, l'opera si divide in due parti: « la liuteria », cioè gli sviluppi storici dell'arte di costruire gli strumenti ad arco, la quale toccò in Italia, con gli Amati, gli Stradivari ed i Guarneri, i suoi massimi splendori; e « l'arte del violino », cioè una sintetica storia della violinistica. Nella prima parte è contenuto un capitolo sulla costituzione strutturale del violino e dell'arco, capitolo che si consulterà utilmente per avere dati precisi, chiariti anche in illustrazioni, sulla nomenclatura relativa alle varie parti caratteristiche degli strumenti.

Non si tratta di un libro tecnico ed ogni nostro ulteriore commento potrebbe essere incompetente; meglio assai citare ciò che dice S. E. Mascagni in una lettera inviata all'autore nell'ottobre scorso e cioè subito dopo la comparsa del volume: « mi compiaccio con Lei per la Sua bella fatica che colma una lacuna nella bibliografia del classico strumento italiano ed offre ai cultori del Violino ed alla nobilissima arte della Liuteria dei segni precisi e comprensibili di teoria e di pratica ».

A. Fe.

***

D. E. Ravalico. — *Servizio radiotecnico. Misure e strumenti per il collaudo e la riparazione dei moderni apparecchi radio.* — U. Hoepli, Milano, 1939. — Un volume di XI-331 pagine, con 257 figure. — Prezzo L. 18.

Il libro costituisce la prima parte di un manuale per collaudatori e riparatori di apparecchi radioriceventi e si occupa delle misure che occorre

effettuare in questi per controllarne l'efficienza, cercarne i guasti ed eseguirne la regolazione. La materia trattata è perciò alquanto vasta; e va dagli strumenti più elementari, come voltmetri, amperometri per corrente continua, e analoghi, a quelli relativamente più complicati, come apparecchiature per la prova rapida dei tubi, oscillatori modulati, voltmetri elettronici, e via dicendo. La trattazione è tuttavia sempre elementare e perciò non presenta difficoltà per chi possieda le cognizioni fondamentali della radiotecnica. Viene fatto largo uso di figure dimostrative disegnate con molta chiarezza; si riportano gli schemi di diversi apparecchi commerciali; e, insieme con essi, vengono suggeriti circuiti di misura e apparecchiature ausiliarie che è possibile attuare con mezzi anche modesti. Dappertutto vien posta cura nell'insegnare gli accorgimenti per trarre da ogni strumento il massimo partito possibile, così da ridurre al minimo l'attrezzatura occorrente per le normali esigenze di un laboratorio di riparazioni. Il libro è provvisto di indice alfabetico delle materie.

L'uso sistematico degli strumenti descritti, per la ricerca delle cause che possono determinare il funzionamento anormale degli apparecchi radio, sarà oggetto di un altro volume di prossima pubblicazione.

E. Cr.

***

E. Costa. — *Guida pratica del radioriparatore.* — U. Hoepli, Milano, 1939. — Un volume di XVI-637 pagine, con 431 figure. — Prezzo L. 28.

Di questo manuale venne data segnalazione quattro anni or sono (1), allorchè ne fu pubblicata la prima edizione. Poichè nè il carattere nè l'indirizzo del libro sono mutati, valgono sempre le considerazioni allora svolte. Occorre tuttavia avvertire che questa edizione non è una semplice ristampa della precedente: lo attestano prima di tutto la mole del volume, cresciuta di oltre 200 pagine, e il numero delle figure, aumentato all'incirca di altrettante. Quasi tutti i capitoli preesistenti sono stati rielaborati, ordinati e arricchiti di nuovo e recente materiale. Ne sono stati aggiunti di interamente nuovi su gli oscillografi a raggi catodici, gli altoparlanti elettrodinamici, i riproduttori grammofonici. Particolarmente ricca è la documentazione di schemi e di istruzioni relativa agli apparecchi costruiti dalle principali case italiane e straniere.

I miglioramenti introdotti in questa seconda edizione sono veramente notevoli per quantità e per qualità. È perciò da prevedersi che il libro incontrerà il rinnovato interessamento della categoria di lettori alla quale è destinato.

E. Cr.

(1) A. F., 1935, IV, pag. 354.

***

M. ADAM. — *Encyclopédie de la Radioélectricité.* — É. Chiron, Paris, 1938. — Un volume di XVI-612 pagine, con numerose figure, legato in tela. — Prezzo Fr. 200.

Questa enciclopedia, compilata da un gruppo di specialisti sotto la direzione di M. Adam, è destinata a fornire informazioni sui principi scientifici e sulla tecnica delle radiocomunicazioni a chi di questa si interessa per professione o per diletto e possiede le nozioni di matematica e di fisica che vengono impartite nelle scuole medie e nelle scuole professionali.

Non è possibile riassumere in poche righe il contenuto dell'opera, poichè in essa sono stati raccolti ed ordinati alfabeticamente dati e notizie di indole, naturalmente, assai varia. E così, accanto a nozioni pratiche ed elementari, come, ad esempio, la descrizione di un interruttore o di un commutatore per un ordinario apparecchio ricevente, se ne trovano altre di tenore assai più elevato, come la descrizione del termofono, un cenno sui raggi cosmici, la definizione di quadripolo, quella di rotazionale di un vettore. Voci di puro interesse storico, come quelle sugli alternatori ad alta frequenza ed i generatori a scintilla, si alternano con altre dedicate ad argomenti assai più moderni, quali la piezoelettricità, l'ottica elettronica, la reazione in controfase, l'effetto Lussemburgo. Accanto a informazioni sulle proprietà fisico-chimiche dei materiali adoperati nelle costruzioni radioelettriche, vengono fornite notizie sui radiofari, sui servizi meteorologici, sui segnali orari, sulla organizzazione dei servizi di radiodiffusione circolare, sul C. C. I. F., e così via.

Questi esempi, scelti a caso tra i molti che sarebbe possibile citare sfogliando l'enciclopedia, dimostrano come essa sia stata compilata con un bene inteso senso di eclettismo che la rende atta ad essere consultata con profitto dal tecnico e dalla persona colta desiderosa di informazioni su tali suggestivi argomenti.

Le spiegazioni che accompagnano le singole voci sono succinte ma chiare, corrette e, in fatto di nomenclatura e di simboli, sempre in armonia con le norme internazionali vigenti, alle quali è fatto continuo riferimento. Talvolta il còmpito di delucidare una determinata questione è affidato in prevalenza alle figure od alle tavole sinottiche, che sono numerosissime. Se anche in tali casi il lettore meno esperto incontra qualche difficoltà, egli può, in compenso, trovare ricordati nella enciclopedia fatti e teorie che, di solito, non formano oggetto di opere di carattere elementare; e di talune voci, che ad esse si riferiscono, come quella già citata sull'effetto Lussemburgo, quella sulla riverberazione acustica e molte altre, le trattazioni sono particolarmente efficaci ed esaurienti.

Di ogni termine è data la traduzione inglese e tedesca; le tavole numeriche e gli abachi inseriti nei due volumi sono scelti tra quelli che

più di frequente possono occorrere in pratica. La veste tipografica, in fine, non è di lusso, ma chiara e corretta.

E. Cr.

***

I. R. E. — *Standards on electronics 1938.* — The Institute of Radio Engineers, New York, 1938. — Un fascicolo di VII-59 pagine, con 31 figure. — Prezzo 50 cents.

Queste norme sono una edizione riveduta ed ampliata delle norme americane già pubblicate dallo stesso istituto.

Le definizioni dei termini sono state notevolmente modificate per seguire i progressi della tecnica; in particolare, si sono completamente cambiate quelle degli amplificatori di classe A, AB, B e C, in modo da eliminare possibilità di confusione. I simboli sono più numerosi e si è venuti inoltre ad una precisa normalizzazione per le varie componenti delle correnti e delle tensioni dei tubi termoionici. I simboli grafici sono stati completati con una serie relativa a tutti i possibili catodi e con l'indicazione dell'eventuale presenza di gas.

La parte relativa alle prove, che si limita ancora ad elencare i metodi raccomandati e le precauzioni da osservare, ha subito minori modifiche. Fra le misure nuove è da segnalare quella del tempo di riscaldamento del catodo; è leggermente cambiato lo schema di qualche ponte per la misura della resistenza interna, del coefficiente di amplificazione e della mutua conduttanza. Anche i riferimenti bibliografici sono rimasti inalterati con una sola eccezione per i tubi fotoelettrici.

G. C.

***

I. R. E. — *Standards on transmitters and antennas 1938.* — The Institute of Radio Engineers, New York, 1938. — Un fascicolo di VI-42 pagine. — Prezzo 50 cents.

L'edizione attuale delle norme per il collaudo dei trasmettitori si limita all'esame dei metodi utili a definire il funzionamento dei trasmettitori a tubi. Non sono ancora indicati limiti precisi per i vari elementi; si indicano quali sono i principali fattori che influenzano il funzionamento e si suggeriscono i metodi di misura che si ritengono preferibili.

I trasmettitori sono distinti in tre tipi fondamentali: con modulazione di ampiezza, con modulazione di frequenza e ad una sola banda laterale. Le norme si limitano però a considerare i soli trasmettitori con modulazione di ampiezza.

La definizione della potenza di un trasmettitore non è più data, come nell'edizione precedente, in base alla potenza della portante in assenza di modulazione, ma in base alla potenza relativa alla portante,

disponibile ai morsetti d'antenna quando la modulazione è quella specialmente richiesta. Alla misura di questa potenza devono essere aggiunte altre misure atte a determinare, in funzione della frequenza di modulazione, sia l'attitudine alla modulazione del trasmettitore, sia la distorsione da esso prodotta. I metodi suggeriti per la determinazione della potenza non hanno subito variazioni dalla precedente edizione, se si eccettua l'indicazione della possibilità di usare una cella fotoelettrica per l'esecuzione del metodo così detto fotometrico. Sono stati soppressi i suggerimenti che riguardano la preferenza di un metodo piuttosto che di un altro in relazione al valore della potenza del trasmettitore; nessuna indicazione è fornita sulle modalità di applicazione dei singoli metodi.

Per determinare le armoniche e sub-armoniche non viene più contemplata la separazione dei trasmettitori per aeroplani da quelli di tipo ordinario. Sono consigliate le sole misure di campo, tacendo la possibilità, indicata nelle edizioni precedenti, di eseguire la determinazione all'ingresso di un'antenna artificiale, ed è invece suggerito il metodo di confrontare la potenza relativa ad un'armonica, dopo soppressione della fondamentale, con una potenza nota alla stessa frequenza dell'armonica in esame. Ancora nulla è detto sulla misura e sullo studio dei transitori. In luogo della « tolleranza di frequenza » si introduce la « stabilità di frequenza », scarto percentuale entro cui la grandezza si mantiene; per la determinazione di essa si rimanda al fascicolo relativo alle misure di frequenza. Si ritiene di non poter ancora precisare una misura della stabilità di funzionamento.

Viene abbandonata la definizione di percentuale di modulazione come rapporto della semi-differenza tra il valor massimo ed il valor minimo dell'inviluppo al valor medio dello stesso. Si conserva invece la definizione di percentuale effettiva di modulazione, quando la tensione di modulazione sia una sola tensione sinusoidale, come rapporto, espresso in percento, tra il valor massimo della componente a frequenza fondamentale dell'inviluppo (a frequenza uguale a quella d'ingresso) e il valor medio dell'inviluppo stesso; essa può essere misurata per mezzo di filtri, che separino la detta frequenza fondamentale dalle sue armoniche e viene così espressa in modo analogo alle distorsioni. Si ritiene di non poter ancora definire la percentuale di modulazione generata dalla parola.

Per quanto riguarda i disturbi della portante si consiglia, nell'interpretare i risultati delle misure, di attribuire un peso, che non viene specificato, ai singoli componenti, allo scopo di tener conto dei diversi effetti che ciascuno di essi provoca sull'andamento del servizio. È soppressa la denominazione di « fedeltà » per indicare la proprietà di discriminazione delle frequenze. Per la determinazione della distorsione non lineare si consiglia di eseguire l'analisi dell'inviluppo di modulazione generato da una tensione di modulazione che sia una sinusoide pura. Non si parla più della misura del residuo globale.

Nelle edizioni precedenti le antenne erano divise in due categorie: antenne di piccole dimensioni in confronto alla lunghezza d'onda e

antenne di dimensioni paragonabili a mezza lunghezza d'onda. Nella nuova edizione è stata preferita la distinzione tra antenne semplici (a T, a L, a quadro, a ombrello, a torre, a dipolo) e antenne multiple (reticolati, rombi e loro combinazioni). Sono state soppresse le definizioni della frequenza naturale, della capacità statica e dell'induttanza, e ci si è limitati a definire la resistenza, la resistenza d'irradiazione, la reattanza effettiva, l'altezza angolare, l'altezza efficace, la potenza d'antenna, la potenza irradiata, il rendimento di irradiazione e il diagramma di direttività come elementi caratteristici di un'antenna.

Per misurare la resistenza d'antenna si preferisce il metodo di variazione di resistenza, precisando che deve rimanere costante la tensione indotta nell'antenna. Per calcolare il rendimento si ritiene preferibile eseguire la misura del campo alla distanza di 1 miglio (1,6 km), quando la potenza irradiata sia di 1 kW. Il diagramma di direttività deve essere rilevato ad una distanza sufficiente per entrare nella zona in cui il campo varia in ragione inversamente proporzionale alla distanza.

Alla fine della trattazione è aggiunta l'illustrazione di una formula consigliata per il calcolo del campo irradiato.

Le definizioni dei termini, una tabella dei segni grafici, un indice analitico e un indice alfabetico, nonchè per ogni argomento i riferimenti bibliografici più significativi, completano il fascicolo.

R. S.

***

I. R. E. — *Standards on radio receivers 1938.* — The Institute of Radio Engineers, New York, 1938. — Un fascicolo di VI-58 pagine, con 15 figure. — Prezzo 50 cents.

Questa nuova edizione delle norme riguardanti i radioricevitori è notevolmente ampliata rispetto all'edizione precedente; in essa numerose questioni di grande interesse sono state affrontate ex novo od ampliate.

Le norme vere e proprie sono precedute da una lista di definizioni di termini di uso corrente e da un elenco di simboli grafici da usare negli schemi.

Le prove fondamentali da eseguirsi sui ricevitori sono rimaste praticamente inalterate, e dei vecchi dati fondamentali è stata cambiata soltanto l'uscita normalizzata che, per ricevitori capaci di dare almeno 1 W, si è portata a 0,5 W. Sono state poi combinate le due antenne normali per onde medie ed onde corte in un circuito unico che serve in luogo delle due vecchie strutture nei rispettivi campi (fig. 1).

È ampiamente discussa l'apparecchiatura necessaria per le prove e sono indicate le prescrizioni di esattezza. Nuovo è il procedimento consigliato per l'accordo esatto dei ricevitori, consistente nell'elevare la frequenza di modulazione sinchè l'uscita non si abbassi di 14 decibel, e

poi accordare per minima uscita. Fra le prove speciali ampio spazio è dato alle prove di interferenza di ogni genere fatte con due segnali, le quali sono state normalizzate in ogni particolare e dovrebbero pratica-

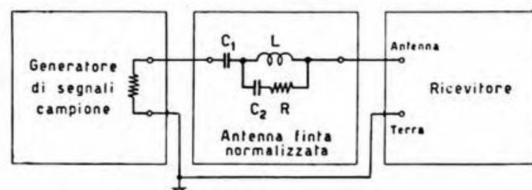


Fig. 1. — Antenna finta normalizzata e schema di connessione: $C_1 = 200$ μμF, $C_2 = 400$ μμF, $L = 20$ μH, $R = 400$ Ω.

mente sostituire le vecchie prove di selettività con un solo segnale. Una estesa trattazione è anche dedicata ai rumori interni del ricevitore (ronzio, fruscio, fischi e così via) e viene poi esaminata la questione delle determinazioni di qualità di funzionamento, oggi particolarmente interessanti, come la regolazione automatica e la stabilità di frequenza al variare della temperatura, della tensione e via dicendo.

In fine si fa pure riferimento ai problemi della captazione diretta da parte del ricevitore e della radiazione da parte dell'oscillatore locale a supereterodina, senza però ancora giungere ad una normalizzazione.

G. C.

NUOVI APPARECCHI

Voltmetro logaritmico a indicazione differenziale.

M. NUOVO

Se si alimenta il circuito di griglia di un tubo elettronico attraverso una resistenza di valore ohmico molto elevato rispetto alla resistenza dello spazio griglia-catodo, la corrente anodica del tubo risulta funzione logaritmica della tensione di griglia. Utilizzando questo principio, si è attuato un voltmetro logaritmico differenziale e si sono eseguite alcune misure su quadripoli elettrici (determinazione delle curve di risposta di filtri), elettroacustici (tarature di microfoni e di altoparlanti), acustici (misure di isolamento) e meccanici (determinazione delle curve di risonanza meccanica di materiali elastici).

1. — Il livello relativo di due grandezze elettriche omogenee si esprime in decibel e può essere misurato direttamente mediante due voltmetri logaritmici inseriti secondo uno schema differenziale.

Il principio di funzionamento di un indicatore di livello particolarmente semplice e che consente interessanti applicazioni è basato sulle seguenti proprietà: in un diodo, e quindi anche nello spazio griglia-catodo di un triodo, la corrente di griglia I_g si può esprimere in funzione della tensione V_g applicata fra i due elettrodi con una relazione del tipo:

[1] $$I_g = k\, e^{aV_g/V_{g0}}$$

nella quale k, a e V_{g0} sono delle costanti. La tensione V_{g0} può variare, a seconda del tipo di tubo, da valori leggermente negativi a valori di poco superiori al decimo di volt. La [1] è valida solo per un certo intervallo della tensione di alimentazione, superato il quale la caratteristica tende alla parabola semicubica.

Alimentando la griglia attraverso una resistenza ohmica di valore molto elevato rispetto a quello della resistenza dello spazio griglia-catodo del tubo (fig. 1), si ha sensibilmente senza errore $I_g = V/R$; la tensione V_g applicata fra griglia e catodo è quindi:

[2] $$V_g = A + B \log \frac{V}{V_0},$$

nella quale A, B e V_0 sono costanti.

Scegliendo opportunamente il punto di funzionamento del triodo in modo che la corrente anodica I_a sia proporzionale alla tensione applicata fra catodo e griglia, si ottiene in definitiva:

[3] $$I_a = A' + B' \log \frac{V}{V_0}$$

(A', B', V_0 costanti), cioè ad una variazione di V corrisponde una variazione di I_a proporzionale al logaritmo di V.

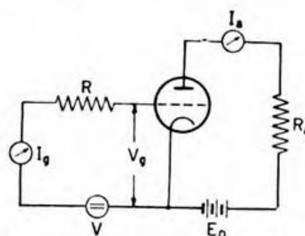


Fig. 1. — Schema di principio del voltmetro logaritmico.

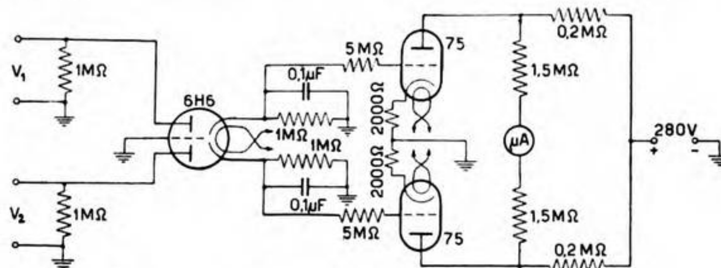


Fig. 2. — Schema del voltmetro differenziale.

Lo schema sperimentale di un voltmetro logaritmico differenziale, che ha dato ottimi risultati, è riportato in figura 2. Si sono adoperati

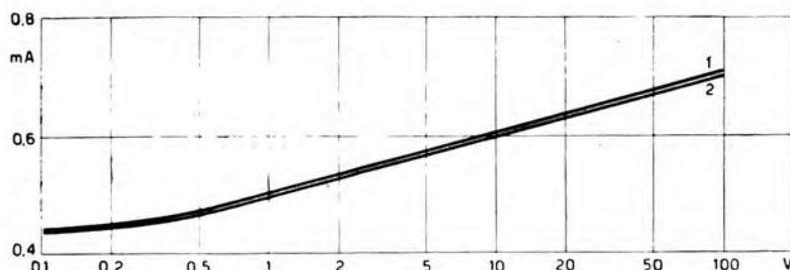


Fig. 3. — Caratteristiche I_a, V dei due triodi adoperati (tipo 75 F.I.V.R.E.: $V_a = 280$ V; $R_p = 0,2$ MΩ; $R_c = 2000$ Ω).

due tubi elettronici del tipo 75 coi quali si ha debole corrente anodica e grande fattore di amplificazione. La figura 3 mostra le caratteristiche

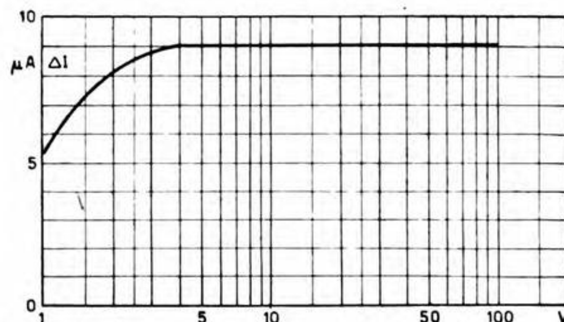


Fig. 4. — Curva di regolazione del voltmetro differenziale in funzione della tensione di entrata: $V_1/V_2 = 10$.

(I_a, V) dei due triodi adoperati. Il campo di funzionamento logaritmico comprende variazioni di circa 40 dB della tensione V adoperando i

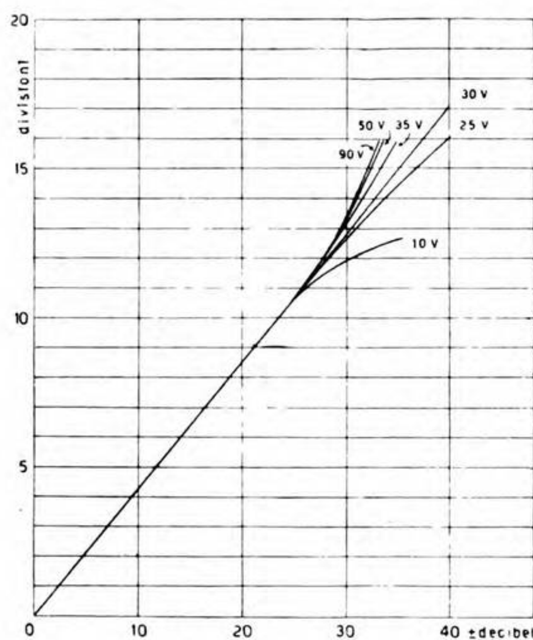


Fig. 5. — Curve di taratura del voltmetro differenziale per diversi valori della tensione massima di entrata. Il livello o decibel corrisponde al valore di tensione che quota le diverse curve.

valori indicati sullo schema di figura 2. I valori iniziali della corrente anodica presentano una lieve differenza per i due tubi, come era del resto logico aspettarsi; ma la pendenza delle due curve è sensibilmente la stessa, per cui unica conseguenza di tale differenza è uno spostamento dello zero.

Il voltmetro differenziale così costruito può funzionare anche con scale lineari; a tale scopo è sufficiente porre in corto circuito le resistenze di 5 MΩ inserite sui circuiti di griglia.

Lo strumento è stato attuato essenzialmente per poter eseguire tarature relative di microfoni per confronto con un microfono campione

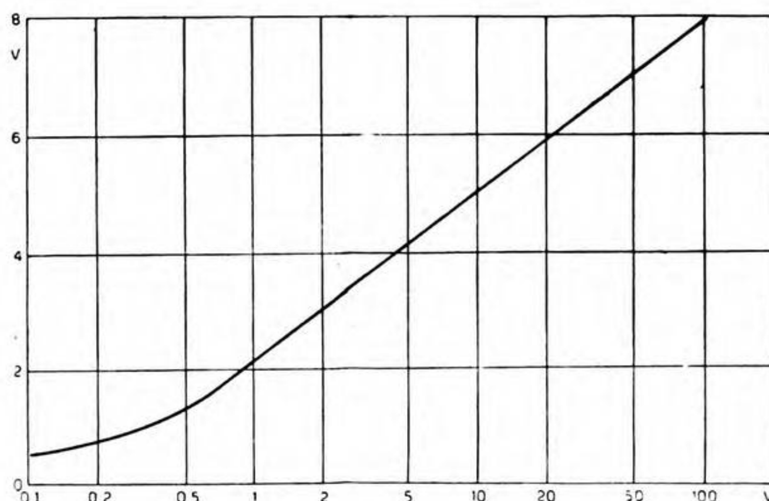


Fig. 6. — Curva di taratura del voltmetro con strumento avente resistenza interna di 25 000 Ω.

senza dover tenere conto della intensità sonora emessa dall'altoparlante, la quale, nei metodi di taratura usuali, rappresenta un fattore importante. L'apparecchio può tuttavia essere utilizzato per numerosi altri scopi di cui si dirà in seguito.

Sono state esaminate sperimentalmente le varie condizioni di funzionamento adoperando come strumento indicatore un microamperometro a zero centrale. Nella figura 4 è riportata la curva di regolazione del voltmetro in funzione della tensione applicata contemporaneamente ai due tubi, ad uno direttamente, all'altro attenuata di 20 dB. L'equilibrio si mantiene buono per tensioni di entrata comprese fra 5 e 100 V. Le curve di taratura, tracciate in figura 5, sono state ricavate tenendo costante la tensione applicata ad uno dei tubi e variando quella applicata all'altro. Da esse si deduce che per tensioni comprese tra 20 e 40 V

il campo utile supera $\pm$ 35 dB; un campo di $\pm$ 20 dB è coperto in ogni caso per tensioni variabili tra 5 e 100 V.

L'apparecchio può poi venire adoperato come semplice voltmetro logaritmico collegando a terra una delle due entrate. La curva di regolazione ottenuta inserendo fra le due placche un voltmetro avente una resistenza interna di 25 000 Ω è riportata in figura 6; la curva di tara-

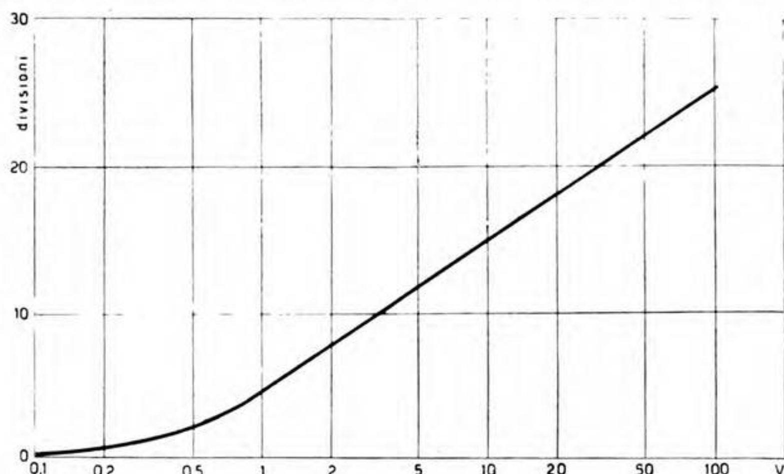


Fig. 7. — Curva di taratura del voltmetro con strumento indicatore avente resistenza interna di 3 MΩ.

tura della figura 7 è stata rilevata adoperando come strumento indicatore il microamperometro di cui si è già fatto cenno.

La lettura è sufficientemente precisa per variazioni della tensione di entrata da 1 a 1000; la legge logaritmica si verifica per variazioni della tensione nel rapporto da 1 a 0,006; è questo un risultato notevole, e non conseguibile mediante elementi a caratteristiche non lineari, come tubi elettronici o raddrizzatori, senza ricorrere a complicazioni non certo favorevoli all'attuazione di dispositivi di uso semplice e sicuro; per ottenere campi di funzionamento logaritmico più estesi, bisogna ricorrere a sistemi autoregolati di tipo meccanico.

2. - Sono state effettuate numerose prove, le quali dimostrano l'utilità del dispositivo descritto.

Nelle figure 8 e 9 sono tracciate le curve di attenuazione di esercizio (*Betriebsdämpfung*) (definita da 20 log $\frac{V_2}{V_1}$, ove V_1 e V_2 sono le tensioni di entrata e di uscita del quadripolo) relative a due filtri elettrici: un filtro passa-alto e un filtro passa-basso, la cui frequenza di taglio è di 2000 Hz e l'impedenza caratteristica di 6000 Ω. Sono state tracciate

diverse curve variando la resistenza di chiusura del filtro: la curva 1 si riferisce al caso di una resistenza di 6000 Ω, la 2 è ottenuta a circuito

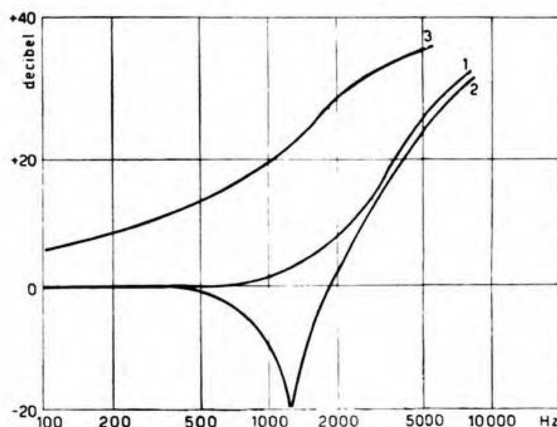


Fig. 8. — Curve di attenuazione di un filtro elettrico passa-basso: 1) $R = 6000\ \Omega$; 2) $R = 0{,}5 \cdot 10^6\ \Omega$; 3) $R = 500\ \Omega$.

praticamente aperto, la 3 con una resistenza di 500 Ω.

Una seconda applicazione che utilizza la proprietà dello strumento

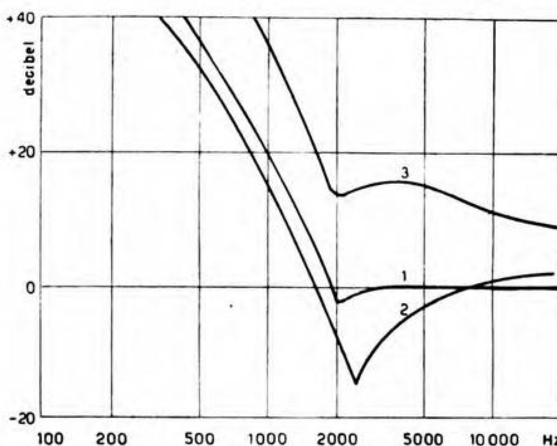


Fig. 9. — Curve di attenuazione di un filtro elettrico passa-alto: 1) $R = 6000\ \Omega$; 2) $R = 0{,}5 \cdot 10^6\ \Omega$; 3) $R = 500\ \Omega$.

come logometro è la seguente. Se ai capi di un sistema formato da una resistenza e da una capacità (o da una induttanza) in serie fra di loro (fig. 10) si applica una tensione di frequenza f, il rapporto fra i valori

efficaci V_1 e V_2 delle tensioni che si localizzano ai capi di R e di C è dato da:

$$\frac{V_1}{V_2} = \omega R C .$$

Applicando V_1 ad uno dei due tubi del voltmetro differenziale e V_2 all'altro, lo strumento segna una corrente proporzionale a log ($\omega R C$), ossia si ha una relazione lineare fra corrente di uscita e log f.

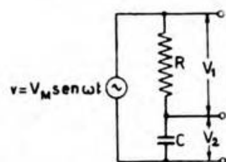


Fig. 10. — Circuito atto ad ottenere una deviazione del voltmetro proporzionale al logaritmo della frequenza.

In figura 11 sono riportate tre curve, ottenute con vari valori di resistenze e di capacità, le quali risultano, come prevedibile, parallele fra loro. Questa proprietà può essere adoperata nella registrazione di curve di frequenza con tubo a raggi catodici, per dare al raggio uno spostamento orizzontale proporzionale al logaritmo della frequenza.

Si può avere una scala più allargata ponendo invece in serie un'induttanza ed una capacità; in tal caso si ha infatti:

$$\frac{V_1}{V_2} = \omega^2 L C ,$$

e la pendenza viene raddoppiata, come si può dedurre dalla figura 11 confrontando le curve 4 e 5 con le curve 1, 2 e 3.

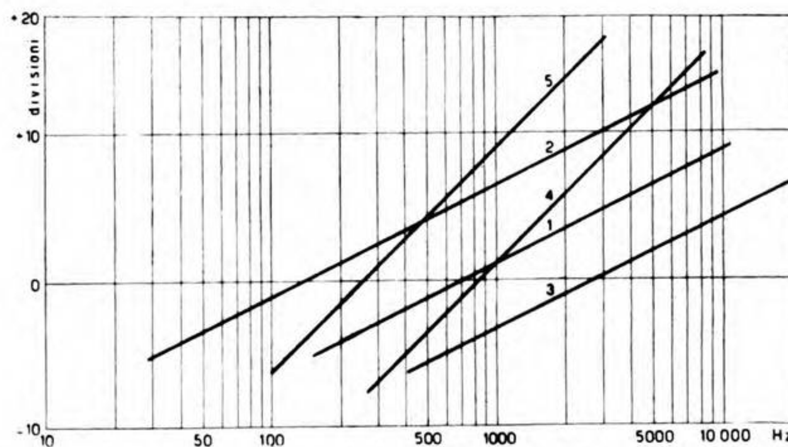


Fig. 11. — Curve relative al circuito di figura 10:
1) $R = 2000\ \Omega$, $C = 0{,}1\ \mu F$; 2) $R = 2000\ \Omega$, $C = 0{,}5\ \mu F$;
3) $R = 2000\ \Omega$, $C = 0{,}025\ \mu F$; 4) $L = 8$ H, $C = 0{,}01\ \mu F$;
5) $L = 8$ H, $C = 0{,}1\ \mu F$.

Adoperando il voltmetro con scala lineare (mettendo in corto circuito le resistenze di 5 MΩ) si può (fig. 12) misurare l'impedenza caratteristica di un quadripolo passivo. Le resistenze R sono eguali e vengono manovrate contemporaneamente fino a che le tensioni V_1 e V_2 risultano eguali.

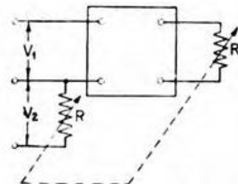


Fig. 12. — Schema per la misura dell'impedenza caratteristica di un quadripolo.

Lo strumento può anche essere utilizzato per registrare in modo continuo la distorsione introdotta da un quadripolo ad una data frequenza (precisamente quella grandezza che i tedeschi chiamano *Klirrdämpfung* e che si esprime con la formula 20 log $1/k$, in cui k è il fattore di distorsione) al variare di un determinato parametro (per esempio, per un tubo amplificatore, la tensione di polarizzazione, la potenza o la tensione di eccitazione della griglia), mandando ad uno dei due tubi del voltmetro la tensione totale di uscita dal quadripolo ed all'altro il residuo fornito da un filtro passa-alto.

3. - Fra le numerose applicazioni di carattere propriamente elettroacustico, è stata eseguita la taratura di un microfono a cristallo per confronto con un microfono a condensatore.

Normalmente per eseguire tale taratura si cerca di rendere costante, al variare della frequenza, la pressione sonora generata dall'altoparlante.

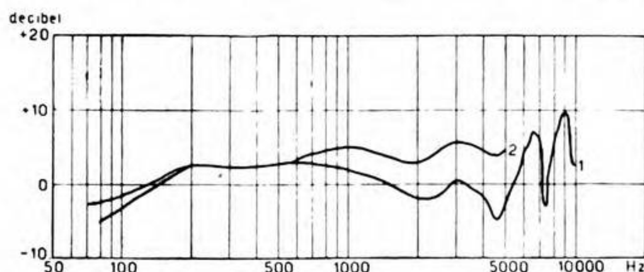


Fig. 13. — Curva di confronto (1) di un microfono a cristallo con uno a condensatore, e curva di taratura (2) del microfono a cristallo.

Grützmacher ed i suoi collaboratori hanno proposto a tale scopo un sistema ad autoregolazione: la pressione sonora captata dal microfono campione viene utilizzata a regolare la tensione di alimentazione dell'altoparlante in modo che la pressione acustica al microfono resti il più possibile costante. I risultati che si possono raggiungere con tale metodo sono buoni; ma l'apparecchiatura non è fra le più semplici.

Col voltmetro differenziale non è più necessario che la pressione acustica generata dall'altoparlante resti costante, perchè si ha diretta-

mente, espresso in decibel, il livello relativo delle tensioni fornite dai due microfoni; bisogna però curare che le tensioni fornite al voltmetro dai

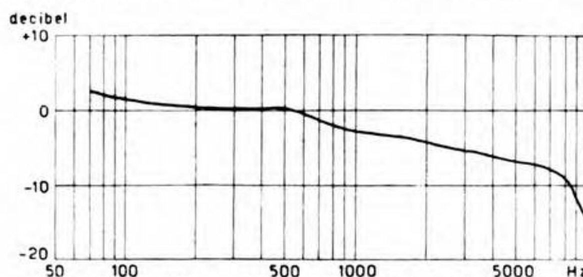


Fig. 14. — Curva di taratura del microfono a condensatore eseguita col metodo ad alta frequenza.

microfoni siano comprese, al variare della frequenza, entro i limiti di funzionamento dello strumento e cioè tra 5 e 100 V per scarti massimi

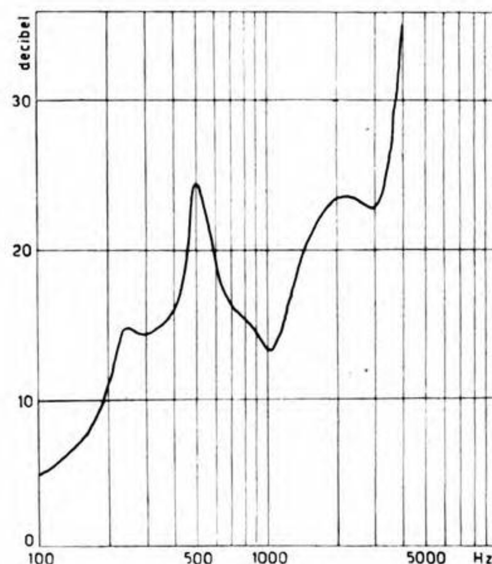


Fig. 15. — Curva di isolamento di una porta di legno con rivestimento di lana di vetro.

di 20 dB, e tra 20 e 35 V per scarti fino a 40 dB circa, scarti che non si raggiungono che con microfoni particolarmente scadenti.

Se i due microfoni hanno sensibilità molto differenti si portano i due livelli a valori comparabili, amplificando la tensione fornita dal microfono meno sensibile.

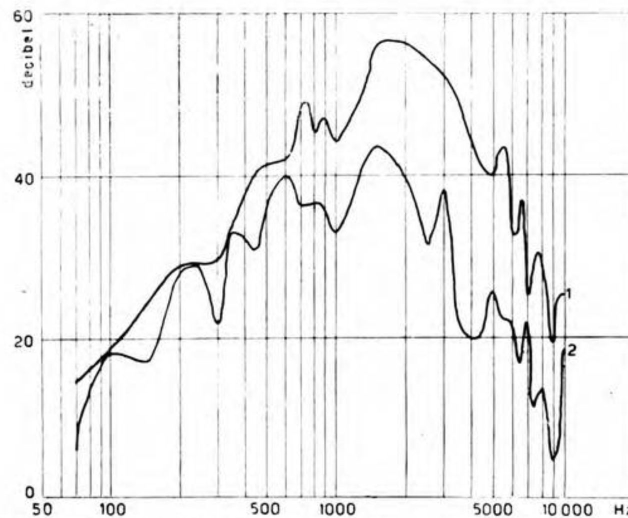


Fig. 16. — Curve di risposta di un altoparlante elettrodinamico: 1) col microfono di fronte; 2) col microfono a 60°.

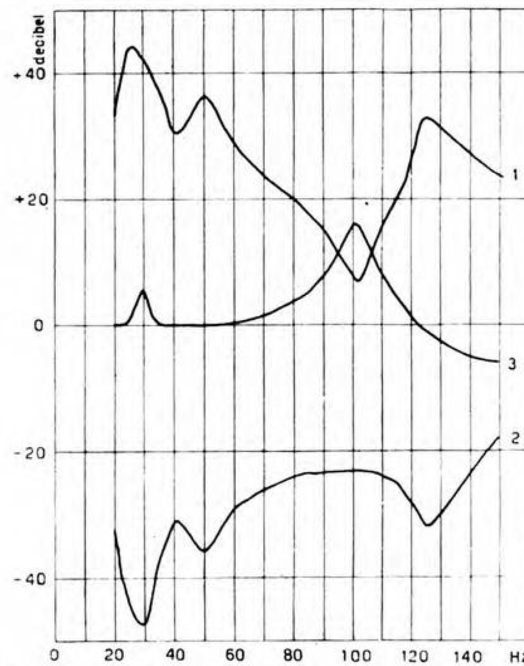


Fig. 17. — Curve di risposta di un quadripolo meccanico (materiale elastico caricato da un peso): 1) velocità della superfice eccitata; 2) velocità della superfice opposta; 3) differenza di livello di velocità per le due superfici.

La figura 13 riporta la curva di confronto di un microfono a cristallo con uno a condensatore, del quale la figura 14 riporta la taratura ottenuta con il metodo ad alta frequenza.

Sono state eseguite inoltre misure di isolamento acustico di tramezzi. In figura 15 è la curva d'isolamento di una porta di legno con rivestimento di lana di vetro; essa è stata tracciata facendo la differenza tra due curve, ottenute mandando al voltmetro le tensioni di uscita di due microfoni posti, rispettivamente, al di qua ed al di là della porta, nelle due condizioni di porta aperta e porta chiusa.

Può essere anche eseguita la taratura di un altoparlante applicando ad un tubo del voltmetro la tensione alternata di alimentazione dell'altoparlante e all'altro la tensione fornita da un microfono campione. In figura 16 sono le curve di risposta di un altoparlante elettrodinamico rilevate con tale metodo.

L'apparecchio si presta oltre che per l'esame delle proprietà di trasmissione di quadripoli elettrici ed elettroacustici, anche per lo studio di quadripoli meccanici senza che si debba tener conto dell'intensità della sorgente eccitatrice.

Nella figura 17 si riportano le curve delle velocità alle due facce di un materiale isolante (faesite) ricavate mediante due vibrometri elettromagnetici.

Di queste misure ci si propone di trattare in seguito con maggior diffusione.

Roma - Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino.

Vol. VIII - N. 3 Marzo 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

obtenue à travers une résistance ohmique très grande. En utilisant ce principe on a monté un voltmètre logarithmique différentiel. Avec cet appareil on a fait quelques mesures expérimentales sur des quadripôles électriques (courbes de réponse de filtres), électroacoustiques (courbes de fidélité de microphones et de hautparleurs), acoustiques (mesures d'isolement) et mécaniques (courbes de résonance de matériaux élastiques).

Vol. VIII - N. 3 Marzo 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VIII - N. 3 Marzo 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT

mische Funktion der Steuerspannung. Mit Hilfe dieses Prinzipes, wurde ein logarithmisches Differentialvoltmeter gebaut und es wurden als Beispiele Messungen von elektrischen (Durchlasskurven von Filtern), elektroakustischen (Eichung von Mikrophonen und Lautsprechern), akustischen (Dämmungsmessungen) und mechanischen (Resonanzkurven von elastischen Materialen) Vierpolen gemacht.



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

VOL. VIII - N. 4 (PUBBLICAZIONE MENSILE) APRILE 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A.F. VIII - 4 APR. 1939

VOL. VIII APRILE 1939-XVII N. 4

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Vol. VIII Aprile 1939-XVII N. 4

ALTA FREQUENZA

Microfoni elettrostatici.

Nei problemi riguardanti in maniera più o meno diretta le vibrazioni meccaniche di sistemi a costanti distribuite, sono in generale ardue e spesso imprecise le previsioni teoriche, perchè vengono ad assumervi troppo grave importanza le ipotesi semplificative, che si debbono introdurre per giungere a una soluzione. Soltanto se si ricorre alla stretta collaborazione di una vasta esperienza pratica e della sua corretta interpretazione teorica, si possono ricavare frutti soddisfacenti. È questa la linea di condotta che, col contributo di una ragionevole e limitata estrapolazione rispetto alle opere precedenti, consente di attuare un reale progresso della tecnica. Nel saper intuire la direzione giusta e l'entità ammissibile di quella estrapolazione sta gran parte dell'abilità del progettista.

Un esempio di applicazione di questi concetti è offerto da quanto pubblichiamo sul progetto di microfoni elettrostatici, nell'articolo presentato dal professore Paolini. In esso assai opportunamente sono poste bene in rilievo le difficoltà di tali progetti e gl'inconvenienti che possono provenire da inavvertenze, anche soltanto lievi, nel disegno e nella costruzione. Questa cura dei particolari, valutati in giusto rapporto con le loro conseguenze, è sempre molto apprezzabile nei contributi sia tecnici sia scientifici, e dovrebbe essere oggetto di un'assidua tendenza da parte di quanti si dedicano a codesta attività. Nel presente caso specifico, poi, tale accuratezza riuscirà certamente utile e non mancherà di essere apprezzata da tutti coloro che studiano questi problemi dal punto di vista costruttivo.

Analoga attenzione meritano i procedimenti di taratura dei microfoni elettrostatici. Perchè i risultati siano attendibili, occorre che chi opera abbia non soltanto cognizione dell'argomento, ma anche sensibilità per valutare i riflessi del modo di agire. Sono quindi importanti, non meno del resto, la rassegna, il confronto e la discussione, che l'articolo presenta, dei vari metodi di taratura.

Induttanze con nucleo ferromagnetico.

L'adozione di nuclei di materiale ferromagnetico per la costituzione di induttanze, se consente da un lato i vantaggi di minore ingombro e di maggior compattezza e nel contempo — a parità d'induttanza — di minor resistenza e di minor capacità distribuita dell'avvolgimento, offre d'altro canto tutti gl'inconvenienti dovuti al modo di comportarsi di codesti materiali in presenza di campi magnetici variabili. Come accade spessissimo nella tecnica, si deve anche qui dare la preferenza alla soluzione che attua il migliore compromesso fra le esigenze in contrasto: soluzione che coincide sostanzialmente, in non pochi casi, con quella cui corrisponde il minor valore complessivo delle perdite.

Sia di questo aspetto del problema, che è il principale, sia di altri, di minore, ma non trascurabile importanza, si occupa l'ingegnere Koch nell'articolo che pubblichiamo. Dopo aver descritto la natura ed esposto le proprietà dei materiali ferromagnetici per radiofrequenza, egli riferisce i risultati raccolti in una lunga serie di esperienze su bobine con nuclei di forme svariate e di sostanze diverse. Conferma così previsioni, e fornisce elementi e notizie, che interesseranno quanti debbano adoperare con frequenze elevate induttanze avvolte su materiale ferromagnetico.

LA REDAZIONE.

CRITERI DI PROGETTO E DI TARATURA DEI MICROFONI ELETTROSTATICI

ENRICO PAOLINI

Vengono esposti i criteri che guidano il progetto di un microfono elettrostatico, e vien valutata quantitativamente l'influenza dei diversi fattori sulla risposta del microfono da costruire.

Queste considerazioni sono corredate da molti dati pratici dettati dall'esperienza.

Si descrivono poi i metodi di taratura dei microfoni elettrostatici e si espongono le avvertenze necessarie per rendere molto attendibili i risultati. I diversi sistemi di taratura sono tra di loro confrontati e discussi.

1. - Generalità.

I microfoni elettrostatici, chiamati correntemente microfoni a condensatore, ed i problemi tecnologici relativi alla loro costruzione, hanno perso molto del loro interesse pratico da quando sono entrati nell'uso corrente i microfoni piezoelettrici e quelli elettrodinamici a bobina mobile.

Infatti i microfoni piezoelettrici che, a prescindere da quelli a polverino di carbone degli apparecchi microtelefonici, costituiscono la enorme maggioranza dei microfoni ora prodotti, hanno avuto in questi ultimi anni una diffusione vastissima; solamente a causa della loro instabilità ed impossibilità di taratura diretta, stentano ancora ad entrare nei laboratori scientifici come campioni secondari di misura. Circa altrettanto può dirsi per i microfoni elettrodinamici, i quali, pur essi non essendo suscettibili di una taratura diretta, presentano il vantaggio di una notevole sensibilità.

Nei laboratori i microfoni elettrostatici trovano, tuttora, un'utile applicazione, in quanto si prestano ad una rapida taratura e ad un suo facile controllo; inoltre, per capsule ben fatte, la loro instabilità è relativamente modesta.

Qui vengono riassunti i criteri principali sui quali si basa il progetto di un microfono elettrostatico; essi sono in parte puramente scientifici ed in parte dettati dall'esperienza fatta su microfoni già precedentemente costruiti.

Prima di procedere all'esposizione di tali elementi, si ricordano brevemente i concetti sulla ricezione o rivelazione sonora.

2. - Campo sonoro e classificazioni dei microfoni.

Le caratteristiche fondamentali di un suono sono la pressione sonora p e la velocità $\dot{\xi}$ della vibrazione, mentre la caratteristica che definisce il mezzo in cui il suono si propaga, è ϱc, prodotto della densità ϱ per la velocità di propagazione c; questo prodotto prende il nome di *resistenza acustica*.

La pressione e la velocità di un'onda sonora propagantesi progressivamente in un mezzo omogeneo ed indefinito, sono tra di loro proporzionali in tutti i punti posti ad una sufficiente distanza dalla sorgente sonora, e ϱc ne è il coefficiente di proporzionalità.

In alcuni casi, in particolare quando non sono soddisfatte le condizioni poste, p e $\dot{\xi}$ possono non essere tra di loro proporzionali nel modo suddetto, e può presentare interesse la misura separata dell'una o dell'altra di queste due grandezze.

I microfoni adatti alla misura di p si chiamano *microfoni a pressione* e quelli adatti alla misura di $\dot{\xi}$ prendono il nome di *microfoni a velocità*.

I microfoni a pressione sono propriamente *rivelatori di spostamento*: a parità di forza P applicata sul microfono si deve avere uno spostamento

$$\xi = \frac{P}{\omega \mid z \mid}$$

indipendente dalla frequenza; cioè il modulo dell'impedenza equivalente z della parte mobile del microfono deve essere inversamente proporzionale alla frequenza. Ciò si può attuare, ad esempio, ponendo la risonanza principale ad una frequenza superiore alla gamma che si vuole ricevere, ed allora, entro tale gamma, l'impedenza del microfono si comporta come quella di un'elasticità, raggiungendo così lo scopo voluto. Tale condizione è frequentemente attuata nel microfono a condensatore, nel microfono a nastro con parte posteriore incapsulata, nel microfono piezoelettrico, nel microfono elettrodinamico a bobina mobile, e così via.

I microfoni a velocità sono invece *rivelatori di movimento* e possono anche indicarsi come misuratori del gradiente di pressione, in quanto una parte del microfono si muove sotto l'azione della differenza ΔP tra due pressioni esistenti in due zone distanti di una quantità fissa, piccola rispetto alla minima lunghezza d'onda. In essi la velocità

$$\dot{\xi} = \omega\xi = \frac{\Delta P}{\mid z \mid}$$

deve essere indipendente dalla frequenza. Se la pressione sonora P agente sul microfono è costante, ΔP cresce con la frequenza: quindi il modulo $\mid z \mid$ dell'impedenza equivalente della parte mobile deve essere proporzionale alla frequenza. In pratica si soddisfa tale condizione ponendo la risonanza della parte mobile del microfono ad una frequenza

più bassa della minima che si vuole ricevere, e così, per frequenze della gamma utile, l'impedenza è come quella di una massa, cioè proporzionale alla frequenza.

Esempi pratici di microfoni a velocità sono costituiti dai microfoni a nastro con parte posteriore non incapsulata, dai microfoni a condensatore senza carcassa posteriore, e così via.

In pratica, una distinzione netta fra i microfoni a velocità e quelli a pressione non c'è e non ci può essere. Tutti i microfoni a pressione si muovono anche un poco sotto l'azione di una differenza di pressione poichè dalla parte opposta a quella in cui si trova la sorgente rispetto all'organo mobile, attraverso qualche apertura, o per diffrazione, il suono passa sempre; mentre in tutti i microfoni a velocità, l'organo mobile si sposta anche sotto l'azione della pressione diretta perchè le pressioni ai due lati dell'organo mobile non solo sono tra loro sfasate, ma sono anche di ampiezza diversa, cosicchè la loro differenza vettoriale equivale praticamente all'insieme di una pressione, indipendente dalla frequenza e di una, variabile linearmente con la frequenza.

I microfoni possono anche essere classificati sotto un altro punto di vista: cioè prescindendo dal parametro acustico che determina la loro sensibilità e considerando solo il parametro elettrico caratteristico che essi generano. La classificazione può essere eseguita separando in primo luogo i *microfoni non reversibili* dai *microfoni reversibili*.

I microfoni non reversibili sono quelli nei quali, applicando ai morsetti di uscita una f. e. m. alternativa a frequenza acustica, non si ottiene un movimento pure alternativo dell'organo mobile e, per conseguenza, non si ha nessuna generazione di suono. Essi sono completamente da escludersi dalle nostre considerazioni in quanto, in generale, funzionano semplicemente da relè, senza che si possano considerare come quadripoli elettroacustici soddisfacenti alle caratteristiche di continuità. Un loro esempio classico è costituito dal diffusissimo microfono a polverino di carbone che, dal punto di vista costruttivo, può generalmente classificarsi fra i microfoni a pressione.

I microfoni reversibili godono della proprietà indicata dal loro nome, comune a tutti i quadripoli lineari passivi, cioè di poter funzionare anche come ricevitori telefonici. Questo secondo gruppo potrebbe essere suscettibile di un'ulteriore suddivisione in due sottogruppi, distinti in base alle caratteristiche di funzionamento; e precisamente in *microfoni a comando di corrente* e *microfoni a comando di tensione*. Appartengono al primo sottogruppo, ad esempio, i microfoni elettrostatici, mentre appartengono al secondo sottogruppo, ad esempio, i microfoni elettrodinamici ed elettromagnetici.

Questi due ultimi tipi, per quanto apparentemente diversi, sono, dal punto di vista concettuale, del tutto identici. In entrambi, infatti, si ha, in un avvolgimento, una variazione di flusso concatenato al variare della posizione dell'elemento mobile. L'avvolgimento può essere quello stesso che genera il campo magnetico (flusso variabile concatenato con

un avvolgimento fisso) come nel microfono elettromagnetico, oppure un avvolgimento distinto (flusso fisso concatenato con un avvolgimento mobile) come nel microfono elettrodinamico; ma comunque entrambi funzionano sfruttando la legge dell'induzione: $e = - d\Phi/dt$.

Nei microfoni a comando di corrente, la grandezza elettrica generata è una corrente e la tensione che si utilizza aumenta all'aumentare della resistenza di carico; nei microfoni a comando di tensione la grandezza elettrica generata è una f. e. m., e la corrente che circola diminuisce all'aumentare della resistenza di carico.

Come si è accennato i microfoni a condensatore possono essere considerati, nella maggior parte dei casi, come microfoni a pressione, ma la pressione P, a cui è soggetta la membrana, non è sempre uguale alla pressione p che esiste nel mezzo entro il quale si propaga il suono, perchè la presenza del microfono, sia per effetto della sue dimensioni, sia per effetto della sua forma, altera notevolmente il campo sonoro. Di conseguenza la pressione che l'onda sonora esercita sulla membrana del microfono può essere diversa da quella che esisterebbe nel mezzo, in assenza del microfono.

Occorre quindi fare una distinzione tra la taratura *a pressione costante* e quella *a campo costante*. La prima determina il rapporto tra la f. e. m. generata dal microfono e la pressione sonora P effettivamente esercitata su di esso; la taratura a campo costante, invece, determina il rapporto tra la f. e. m. suddetta e la pressione p nel campo sonoro libero da ogni distorsione ed in particolare da quella dovuta all'introduzione del microfono stesso.

In pratica interessa conoscere il campo sonoro libero, in assenza del microfono, mentre di solito la taratura, per il microfono a condensatore, viene fatta a pressione costante, poichè le misurazioni, per la loro stessa natura, rivelano solo le pressioni sul microfono.

È qui opportuno precisare bene come si possa risalire dalla misura della tensione generata dal microfono alla determinazione del campo sonoro.

3. - Microfoni elettrostatici.

I fattori che determinano la sensibilità del microfono a condensatore alle diverse frequenze, possono essere raggruppati in:

a) fattori che legano il campo sonoro p alla pressione sonora P; (P/p = *sensibilità acustica*);

b) fattori che legano la pressione sonora P allo spostamento ξ ed alla velocità $\dot{\xi}$ della membrana; ($\dot{\xi}/P$ = *sensibilità meccanica*);

c) fattori che legano lo spostamento ξ e la velocità $\dot{\xi}$ della membrana alla tensione generata V; ($V/\dot{\xi}$ = *sensibilità elettrica*).

Il prodotto di queste tre sensibilità dà la *sensibilità totale*, che prende il nome di *indice elettroacustico*.

Riferendosi al caso del microfono a condensatore, col suo circuito di bassa frequenza schematicamente riportato in figura 1, esaminiamo ora separatamente questi diversi gruppi di relazioni.

Il campo sonoro esistente, che si suppone, per semplicità, costituito da un'onda piana, risulta perturbato dalla presenza del microfono in modo diverso secondo il rapporto fra le dimensioni della sezione frontale di questo e la lunghezza d'onda. Si comincia ad avere riflessione dell'onda sonora sulla superficie del microfono quando le dimensioni della sua sezione frontale non sono più trascurabili rispetto alla lunghezza d'onda.

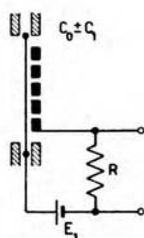


Fig. 1. — Microfono a condensatore collegato al circuito di bassa frequenza.

Il calcolo completo dell'azione esercitata dal microfono sul campo sonoro è stato impostato da Rayleigh [1] e successivamente sviluppato da Ballantine e completato da Stenzel [2] nel caso di un microfono avente forma sferica. Il rapporto a tra la pressione P esercitata sul punto della sfera che per primo viene investito dal fronte d'onda e la pressione p del campo sonoro in assenza di microfono è espressa da:

$$[1] \qquad a = \frac{P}{p} = e^{-j\frac{\omega D}{c}} \sqrt{\frac{2}{\pi \, \omega \, D}} \sum_{0}^{\infty}{}_{n} (-1)^n \cdot$$

$$\cdot \frac{-(2_{n+1})\, j^n}{\left[n J_{-n-1/2}\left(\frac{\omega D}{c}\right) + \frac{\omega D}{c} J_{-n-3/2}\left(\frac{\omega D}{c}\right) \right] - j \left[n J_{n+1/2}\left(\frac{\omega D}{c}\right) - \frac{\omega D}{c} J_{n+3/2}\left(\frac{\omega D}{c}\right) \right]};$$

dove ω è la pulsazione dell'onda sonora di lunghezza d'onda λ, c è la velocità di propagazione, D è il diametro della sfera e le J sono particolari funzioni di Bessel il cui valore in funzione dell'argomento $\frac{\omega D}{c}$ si trova riportato in trattati speciali [3].

In figura 2 sono riportati i rapporti $a = P/p$ in funzione della frequenza e per diversi diametri della sfera. Questo rapporto è pari all'unità (assenza di riflessione) per diametro piccolo rispetto alla lunghezza d'onda, ed è pari a due (riflessione totale) per diametro grande in confronto alla lunghezza d'onda.

---

(1) Lord Rayleigh: The theory of sound. Vol. II - Macmillan, London, 1929, p. 272.

(2) S. Ballantine: Proc. I. R. E., 1928, XVI, p. 1639; J. A. S. A., 1932, III, p. 319.
H. Stenzel: E. N. T., 1938, XV, p. 71.

(3) G. N. Watson: Bessel Functions - University Press, Cambridge, 1932, p. 740.

Recentemente è stato impostato da Sivian e O'Neil (4) e sviluppato da Muller, Black e Davis (5) il problema di calcolare i coefficienti di pressione, nel caso di un solido non avente forma sferica, bensì forma cilindrica (di altezza pari al diametro) e forma cubica.

I risultati ottenuti mostrano che, contrariamente a quanto si era finora intuitivamente supposto, la diffrazione di un'onda incidente normalmente, al di là di un certo limite del rapporto tra le dimensioni

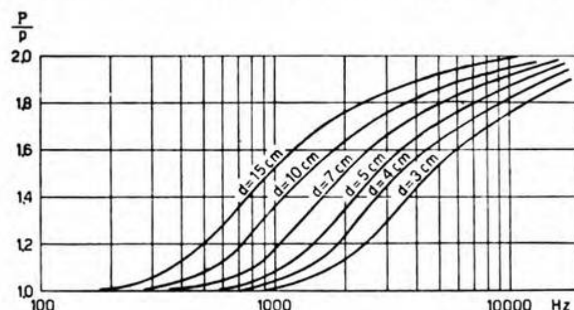


Fig. 2. — Rapporto α tra la pressione sul punto di incidenza e la pressione dell'onda sonora incidente libera per diversi diametri di una sfera, secondo Ballantine.

dell'ostacolo e la lunghezza d'onda non sempre dà un raddoppiamento di pressione. Ciò è vero solo per ostacolo sferico, mentre che per un ostacolo cilindrico o cubico, il coefficiente α varia alternativamente tra 1 e 3 (fig. 3).

Se invece di supporre che l'onda sonora investa frontalmente l'ostacolo nel punto in cui si calcola la pressione, si prende in considerazione il caso che essa lo investa formando un certo angolo φ con la normale nel punto considerato, il coefficiente α assume altri valori e può anche divenire minore della unità. Ciò equivale, in altre parole, a mettere in conto le proprietà direzionali del microfono, le quali sono tanto più accentuate quanto maggiore è la distorsione che esso provoca nel campo sonoro, cioè, a parità di forma, quanto maggiori sono le sue dimensioni.

Nei casi pratici è possibile incapsulare il microfono a condensatore in una carcassa di forma approssimativamente cilindrica, sferica, o cubica, tale da rendere valevoli i dati surriferiti per la pressione effettiva agente sulla membrana.

Vi può essere anche un'altra causa di distorsione provocata da eventuali cavità frontali del microfono, le quali, per certe frequenze, possono entrare in risonanza, provocando così sulla membrana del

(4) L. J. Sivian e H. T. O'Neil: J. A. S. A., 1932, III, p. 483.
(5) G. G. Muller, R. Black e T. E. Davis: J. A. S. A., 1938, X, p. 6.

microfono una pressione superiore a quella che si ha nel campo sonoro libero (fig. 4).

Nel caso di cavità cilindrica il calcolo è stato impostato da Rayleigh e sviluppato da Ballantine ([6]). Il rapporto β tra la pressione P eserci-

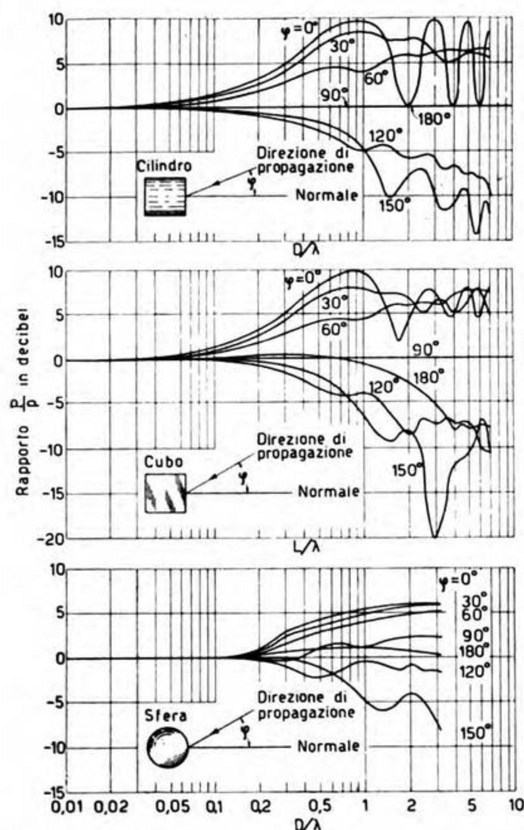


Fig. 3. — Rapporto α tra la pressione sull'ostacolo rigido e la pressione dell'onda sonora incidente libera, per diversi angoli di incidenza. Per il caso del cilindro e del cubo il calcolo è stato eseguito da Muller, Black e Davis, per il caso della sfera da Ballantine.

tata sul fondo del cilindro (il quale di regola è costituito dalla membrana del microfono), e la pressione p dall'onda libera sono espressi dalla relazione seguente:

([6]) S. Ballantine: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 1206.

[2] $$\beta = \frac{P}{p} = \frac{1}{\text{sen}\,\frac{\omega l}{c}\left[R_1 + j\left(X_1 - \text{cotg}\,\frac{\omega l}{c}\right)\right]};$$

in cui l è la profondità, R_1 e X_1 sono particolari funzioni di Bessel calcolate da Crandall (¹) in funzione di $\pi d/\lambda$ (fig. 5), e d è il diametro della cavità cilindrica.

L'espressione [2] definisce la risonanza della cavità, e da essa si ricava che il rapporto P/p assume un valore compreso tra 2 e 3.



Fig. 4. — Microfono con cavità anteriore.

Nel caso reale, in cui si abbia un microfono di dimensioni normali (qualche centimetro) e che presenti una cavità di fronte alla membrana, siamo in presenza sia di un fenomeno di diffrazione, sia di un effetto di cavità; si ottiene la pressione effettivamente esercitata sulla membrana moltiplicando la pressione p del campo sonoro per $\alpha\,\beta$.

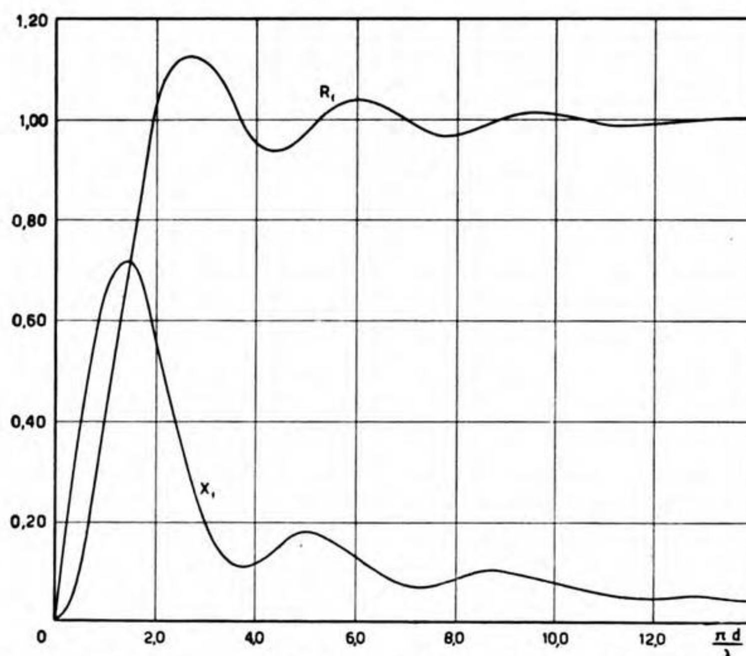


Fig. 5. — Diagramma delle funzioni di Bessel R_1 $(\pi d/\lambda)$ ed X_1 $(\pi d/\lambda)$ per il calcolo della sovrapressione dovuta all'effetto della cavità.

(¹) I. B. CRANDALL: Theory of vibrating systems and sound - D. van Nostrand, New York, 1926, p. 172.

Un caso particolare esaminato da Ballantine è riportato in figura 6; il microfono, di diametro medio uguale a 12,7 cm, presenta una cavità cilindrica davanti alla membrana, con diametro di 3,81 cm e profondità di 1,37 cm. Si può notare la buona concordanza tra la curva calcolata in base alle [1] e [2], e la curva che raccorda i punti rilevati sperimentalmente col disco di Rayleigh.

La relazione che intercorre tra la pressione applicata P e la velocità $\dot{\xi}$ della membrana del microfono è definita dalla impedenza del

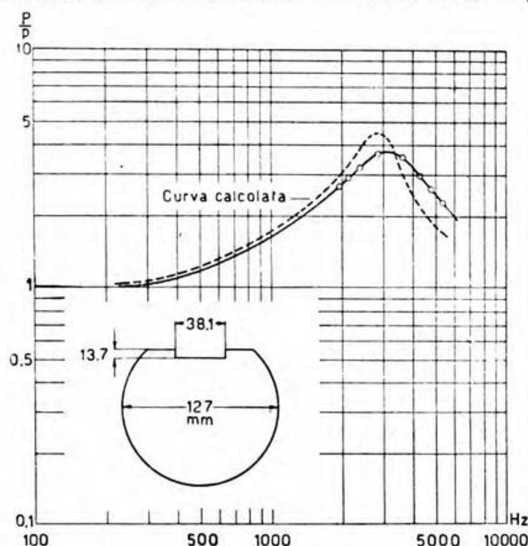


Fig. 6. — Rapporto $\alpha\beta$ tra la pressione effettiva P sulla membrana e la pressione p dell'onda libera, misurato e calcolato da Ballantine.

microfono. Questa dipende dalle seguenti grandezze:

a) massa della membrana,

b) elasticità della membrana per effetto della tensione al contorno,

c) massa di aria rigidamente mobile con la membrana,

d) elasticità e massa supplementari, dovute all'aria contenuta in eventuali cavità poste dietro la membrana,

e) smorzamento dovuto all'attrito interno della membrana ed all'attrito del mezzo.

Queste grandezze sono teoricamente sufficienti a definire in maniera completa l'oscillazione della membrana, tuttavia, oltre ad essere in pratica spesso difficilmente valutabili, la loro messa in conto può dare solo una rappresentazione molto schematica della realtà, poichè si presentano anche risonanze secondarie che difficilmente si possono prevedere.

La massa e l'elasticità della membrana dipendono dalle sue dimensioni, dal materiale col quale essa è costituita e dalla tensione a cui è sottoposta.

La massa dell'aria che si muove rigidamente con la membrana si determina per mezzo della scomposizione del campo acustico agente quando il microfono è in esercizio nelle sue componenti: campo primario e campo secondario. Il campo primario eccitante è quello che si ha a membrana frenata, ed è composto dal campo libero in assenza di microfono e dal campo dovuto al fenomeno di diffrazione; la pressione P che ne risulta è data dalle espressioni precedenti. Il campo secondario è quello provocato dall'oscillazione della membrana nel mezzo supposto in quiete. La resistenza e la reattanza acustica relative a questo campo, che si sommano con l'impedenza della membrana, sono le stesse che si hanno nel caso di un trasmettitore acustico costituito da un pistone di diametro pari a quello della membrana, vibrante in un mezzo indefinito (fig. 7).

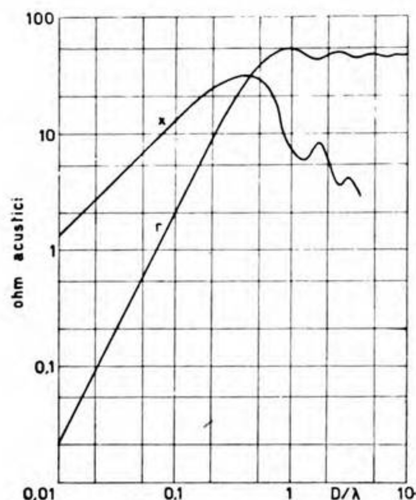


Fig. 7. — Componenti dell'impedenza offerta dall'aria alla vibrazione della membrana circolare del microfono, per la generazione del campo sonoro secondario: D indica il diametro della membrana.

Dietro la membrana, vicinissimo e parallelo ad essa, vi è il controelettrodo (fig. 1) consistente in una piastra metallica (talvolta perforata) che, insieme con la membrana dalla quale è elettricamente isolato, costituisce il condensatore. Essendo lo spessore del dielettrico (aria) di questo condensatore piccolo rispetto alla lunghezza d'onda, esso si comporta come un'elasticità aggiuntiva δ e, per effetto dell'attrito interno, anche come uno smorzatore.

Nel caso di controelettrodo non perforato si può esprimere la δ con la formula seguente:

$$[3] \qquad \delta = (\tau F)^2 \frac{c^2 \varrho}{v} \ ;$$

dove v è il volume della cavità, F è la superficie della membrana, e τ, che è definito *fattore di superficie*, può essere espresso come il rapporto in cui si deve ridurre la F affinchè, se tutti i punti vibrassero con

la stessa ampiezza ξ del punto centrale della membrana, vi fosse la stessa variazione di volume (8).

È evidente che τ dipende dalla legge di deformazione della membrana, ma si può ammettere che sia compreso tra 0,18 e 0,25.

Talvolta dietro al controelettrodo vi è una cavità aperta o chiusa della quale esso costituisce una parete. Tale cavità va messa in conto nel solo caso che il controelettrodo sia bucherellato o perforato.

Se la cavità è aperta, la sua influenza può essere computata nello stesso modo col quale si calcola l'influenza della cavità che può esistere davanti al microfono e la risonanza si determina ancora con la formula [2]. Se la cavità è chiusa, essa costituisce un risuonatore di Helmholtz e la frequenza f_0 di antirisonanza può essere calcolata approssimativamente con l'espressione seguente:

$$[4] \qquad f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{v_1}}\sqrt{\frac{s}{l_1 + \sqrt{\frac{\pi s}{2}}}} ;$$

in cui v_1 è il volume della cavità, s la superficie totale dell'insieme dei fori, ed l_1 lo spessore del controelettrodo. Per frequenze superiori a quella di risonanza, l'aria della cavità si comporta come una elasticità che si aggiunge a quella relativa al volume interelettrodico ed a quella della membrana, per frequenze inferiori si comporta come una massa. Inoltre l'aria entro la cavità dà luogo ad una resistenza acustica maggiore di quella generata dall'aria libera che deve essere aggiunta alla resistenza d'attrito della membrana.

L'entità di questo smorzamento non è facilmente valutabile; di recente sono state condotte dalla Fano (9) esperienze di taratura elettrostatica dei microfoni con e senza la presenza dell'aria, dalle quali si può notare che il coefficiente di risonanza della membrana varia da qualche unità, nel primo caso, a qualche decina di unità, nel secondo caso. Misure eseguite dallo scrivente confermano questi risultati.

Il caso di cavità chiusa posta dietro alla membrana è il più frequente, per dare al microfono una forma esterna ben definita (sferica, cilindrica o cubica) per la quale, come è stato detto, si possa calcolare il campo sonoro conoscendo la pressione agente sulla membrana. Se non si hanno speciali avvertenze, la frequenza di antirisonanza della cavità chiusa capita in generale proprio nella gamma acustica, con conseguente brusca diminuzione della risposta. Anche la compensazione, a cui si potrebbe logicamente pensare, tra la risonanza della membrana e l'antirisonanza della cavità, a parte la difficoltosissima attuazione, non dà

(8) K. Schuster: Capitolo I di: E. Waetzmann: Handbuch der Experimentalphysik, XVII-2 - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934, p. 18.

(9) E. Fano: A. F., 1938, VII, p. 486.

buoni risultati perchè, in condizioni normali di pressione ambiente, l'antirisonanza è assai più acuta che la risonanza, e nell'insieme si avrebbe sempre una diminuzione di risposta.

Usando l'accorgimento di ridurre molto il volume libero interno, si può ottenere l'antirisonanza per una frequenza maggiore di quelle della gamma che interessa riprodurre; ma così facendo si accrescono le difficoltà di costruzione, oltre ad aumentare, a parità di dimensioni esterne, il peso del microfono. D'altra parte non sarebbe conveniente nemmeno usare un riempimento della cavità posteriore, il quale a sua volta portasse dei vuoti di alleggerimento entro l'interno. Infatti sarebbe difficile impedire del tutto che il corpo che fa da riempimento vibrasse rigidamente, senza cioè che comparisse ancora la antirisonanza della cavità, a prescindere da eventuali altre risonanze dovute alle pareti del corpo stesso.

Benchè la presenza della cavità chiusa posta dietro alla membrana dia, al di là della frequenza di antirisonanza, un certo miglioramento della risposta del microfono, per le ragioni sovraccennate si preferisce spesso usare il controelettrodo non perforato ed il cui contorno sfiori o sia, in certe zone, a contatto meccanico (ma non elettrico) con la membrana vibrante. Con un tale controelettrodo la cavità posteriore, qualunque siano le sue dimensioni e la sua forma, cessa completamente di avere importanza, poichè risulta praticamente separata dalle parti utili del microfono. Tuttavia è da tener presente che una previsione completa delle proprietà e della risposta di un microfono a condensatore non è assolutamente possibile, perchè non si può tenere conto esatto delle risonanze secondarie, degli attriti meccanici e degli accoppiamenti esistenti tra le diverse parti che entrano in vibrazione.

Le relazioni che legano lo spostamento, o la velocità, della membrana alla tensione generata, dipendono oltre che dal microfono anche dal tipo di circuito a cui esso è collegato. Una trattazione del ricevitore sonoro elettrostatico, considerato come trasformatore di energia dalla forma acustica a quella elettrica, è stata fatta da Hecht e Fischer ([10]).

È da ricordare, in primo luogo, che il microfono elettrostatico funziona soprattutto da relè e che la potenza elettrica è ottenuta a spese della batteria. Sotto questo aspetto la reazione del carico dovrebbe essere assolutamente zero perchè non esiste dal punto di vista elettroacustico una resistenza utile; ed infatti nei casi pratici tale reazione è trascurabilmente piccola.

Indipendentemente da ciò, si ha, per esempio nel circuito a bassa frequenza (fig. 1), una distorsione proveniente dalla natura stessa del microfono, e precisamente, se R è la resistenza, C_0 e C_1 sono rispettivamente la capacità statica del microfono e la sua variazione in virtù del suono incidente di pulsazione ω, ed E_1 la tensione continua di ali-

---

([10]) H. HECHT e F. A. FISCHER: Capitolo IV di: E. WAETZMANN: Handbuch der Experimentalphysik, XVII-2 - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934, p. 334.

mentazione; la tensione alternativa V che si localizza ai capi della resistenza è:

$$V = \frac{R E_1 C_1}{C_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega C_0}\right)^2 + R^2}} \text{ sen } \omega t ;$$

dalla quale si vede che l'ampiezza, a parità di suono incidente, dipende dalla frequenza. Tuttavia questa distorsione, per R dell'ordine di una diecina di MΩ e per C_0 dell'ordine di un centinaio di μμF, non è tale che il trascurarla, conduca, entro la gamma acustica, ad errori apprezzabili.

Se $R \gg \frac{1}{\omega C_0}$, la formula precedente si riduce a:

$$V = \frac{E_1 C_1}{C_0} .$$

Nel progetto del microfono a condensatore, come si è accennato, occorre porre la risonanza principale della membrana ad una frequenza che sia verso l'estremo superiore della gamma acustica. Ciò si ottiene aumentando l'elasticità dell'organo mobile e diminuendone la massa.

Per diminuire la massa si può ridurre lo spessore della membrana, non potendo in nessun modo influire sulla massa dell'aria rigidamente vibrante. Anche con membrane di duralluminio che sono le più adatte per la loro leggerezza e resistenza, non è però conveniente scendere al di sotto di 20 ÷ 25 μ di spessore; altrimenti, oltre a pregiudicare la stabilità del microfono, non si può tendere la membrana con uniformità.

L'aumento dell'elasticità si può ottenere tendendo meccanicamente il più possibile la membrana e diminuendo lo spessore dello strato di aria tra essa ed il controelettrodo. L'elasticità dovuta allo strato d'aria è generalmente molto maggiore dell'elasticità dovuta alla tensione della membrana.

Per pressione P costante applicata alla membrana, la deviazione ξ, e perciò la sensibilità, diminuiscono all'aumentare dell'elasticità. Agendo sulla sola elasticità, per raddoppiare la frequenza di risonanza si riduce la sensibilità alla quarta parte.

In particolare, se si prescinde dalla capacità parassita C_p dovuta ai conduttori di connessione, si può mostrare che, entro certi limiti, la sensibilità elettromeccanica del microfono a parità di pressione P applicata è pressochè indipendente dalla distanza degli elettrodi. Infatti se d è la distanza tra gli elettrodi nella condizione di riposo, si ha approssimativamente:

$$\frac{\xi}{d} = \frac{C_1}{C_0} .$$

Lo spostamento ξ è inversamente proporzionale all'elasticità, e questa, a sua volta, supponendo che sia unicamente dovuta allo spessore di aria, è per la [3] inversamente proporzionale al volume v e

quindi allo spessore d dello strato. Di conseguenza, a parità di pressione P, il rapporto C_1/C_0 che definisce la sensibilità resta, entro certi limiti, invariato. Se però si tiene conto anche della capacità parassita C_p, la sensibilità del microfono è proporzionale a $C_1/(C_0 + C_p)$; se d diminuisce, circa proporzionalmente diminuisce anche ξ, ed il rapporto $C_1/(C_0 + C_p)$ aumenta. Si ha quindi interesse a diminuire d sino al limite minimo ammissibile in funzione della rigidità elettrica e delle forze attrattive. La sensibilità può venire, entro certi limiti, anche aumentata disponendo dei forellini ciechi o canalini nel controelettrodo in modo che diminuisca notevolmente l'elasticità senza variare di troppo la C_0. La sensibilità elettromeccanica dipende allora dalla distanza d fra gli elettrodi, ed il rapporto ξ/d diviene sempre più favorevole al diminuire di d.

È regola generale quella di tenere la capacità parassita C_p minima possibile, e per questo scopo il primo tubo amplificatore è posto nelle immediate vicinanze del microfono e spesso costruttivamente legato ad esso.

Gli isolamenti della griglia del primo tubo devono essere particolarmente curati in modo da non abbassare sensibilmente il valore della resistenza R.

Dal punto di vista costruttivo il microfono si deve presentare con una forma esterna geometricamente ben definita in modo da poter calcolare la diffrazione e la direzionalità. La cavità di fronte alla membrana, se c'è, deve essere anch'essa di forma definita (per esempio, cilindrica), ma nei riguardi della precisione del calcolo della direzionalità è meglio che questa cavità manchi.

Il materiale della capsula microfonica dovrebbe essere acciaio inossidabile, nichel, od altro materiale resistente ed inalterabile. La membrana di duralluminio è serrata generalmente mediante due superficie tronco-coniche a contrasto, e la sua messa in tensione è ottenuta con un anello dal bordo arrotondato. Il controelettrodo, di spessore di $0{,}5 \div 1$ mm, è posto a $20 \div 40$ μ di distanza dalla membrana, la quale a sua volta ha uno spessore da $20 \div 40$ μ ed un diametro di $10 \div 30$ mm. I passi delle viti, che regolano la tensione della membrana e la distanza delle parti affacciate, sono piccoli, non superiori a 0,4 mm, per poter avere una regolazione fine. Il diametro di un microfono completo è di $30 \div 60$ mm.

L'elettrodo ausiliario, quando è previsto, deve essere posto ad una distanza dalla membrana assai maggiore di quanto non sia il controelettrodo; ciò perchè esso resta a posto solo durante la taratura, mentre è opportuno che venga tolto quando il microfono è in esercizio, se non si vuole che l'elasticità dello strato di aria, compresa tra l'elettrodo ausiliario e la membrana, venga ad alterare la risposta del microfono.

La risonanza principale della membrana deve essere fissata ad una frequenza poco discosta dall'estremo superiore della gamma da riprodurre; per esempio a $5000 \div 8000$ Hz. A costruzione eseguita, essa è regolabile entro certi limiti per mezzo della tensione della membrana

e della distanza di questa dal controelettrodo. La risonanza, od antirisonanza acustica, dovuta alla camera dietro il controelettrodo, qualora esista, capita generalmente verso il limite superiore della gamma da riprodurre.

Al disopra della frequenza di risonanza la curva di risposta a pressione costante rapidamente cade; per mezzo di risonanze acustiche, quali, ad esempio, l'effetto di cavità e la diffrazione, si può talvolta spingere la sensibilità del microfono anche un poco oltre la risonanza principale, riuscendo altresì a raccordare questa risonanza dell'organo mobile con la prima della serie delle sue risonanze secondarie.

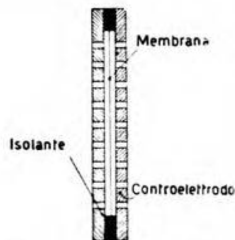


Fig. 8. — Microfono elettrostatico a gradiente di pressione.

Esiste anche un microfono elettrostatico a gradiente di pressione, il quale è costituito [11] da una membrana (fig. 8) posta tra due elettrodi assai spessi e bucherellati, affacciati alle due parti di essa. Il complesso è completamente libero da qualsiasi carcassa di protezione. Se il microfono è piccolo di fronte alla minima lunghezza d'onda da riprodurre, il movimento della membrana, che avviene sotto la differenza delle pressioni sonore alle due faccie del microfono, si ha in virtù di una forza proporzionale alla frequenza.

Un microfono così costruito ha un diagramma direttivo approssimativamente della forma di due cerchi tangenti; tale diagramma varia poco al variare della frequenza, se le dimensioni del microfono sono piccole di fronte alla minima lunghezza d'onda.

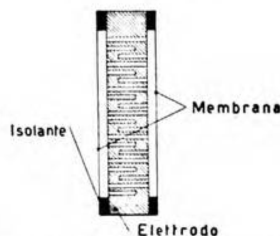


Fig. 9. — Microfono elettrostatico a pressione ed a gradiente di pressione, con diagramma direttivo a forma di cardioide.

L'insieme di un microfono elettrostatico a pressione, di dimensioni piccole rispetto alla minima lunghezza d'onda da riprodurre, cioè con caratteristica direttiva circolare, e di un microfono elettrostatico a gradiente di pressione di eguale sensibilità, costituisce un complesso ricevitore con un diagramma direttivo a forma di cardioide.

Questo diagramma, che è spesso attuato nei ricevitori elettrodinamici a nastro, trova applicazione tutte le volte che si voglia avere sensibilità massima per il suono proveniente da un senso e sensibilità nulla per il suono proveniente dal senso opposto.

---

[11] H. J. von Braunmuehl e W. Weber: H. F. Techn. u. El. Ak., 1935, XVI, p. 187.

Nei ricevitori elettrostatici, si possono anche riunire i due microfoni in uno, attuando la disposizione di figura 9. L'elettrodo, spesso, centrale, ha dei canalini passanti e dei canalini ciechi, sull'una e sull'altra delle due facce. Il microfono è costituito dall'elettrodo assieme ad una delle due membrane. Sotto l'azione della pressione sonora, in virtù dei canalini di comunicazione, agiscono sulle membrane due forze tendenti a muoverle in sensi opposti: la pressione infatti comprime o espande il volume d'aria racchiuso. Per contro, il gradiente di pressione sonora genera un movimento delle due membrane nello stesso senso, e cioè dà uno spostamento rigido del volume di aria, senza comprimerlo in modo apprezzabile. Con appropriate dimensioni si possono avere uguali spostamenti per i due effetti, ottenendo un effetto somma dei due per uno dei due sensi della direzione di propagazione del suono normale al microfono, e la compensazione quantitativa degli spostamenti per l'altro senso.

4. - Considerazioni costruttive.

I materiali da impiegare nella costruzione dei microfoni devono essere esenti da imperfezioni; per la membrana è consigliabile il duralluminio ricoperto da un leggerissimo velo di celluloide, per gli elettrodi e per la carcassa l'acciaio inossidabile. La lavorazione delle parti filettate, come pure la rettificazione del piano degli elettrodi, devono essere accuratissime.



Fig. 10. — Microfono a condensatore costruito dal R. I. E. C.

Uno dei fattori di invecchiamento dei microfoni è il rilassamento della membrana sotto l'azione della tensione al contorno. Per questa ragione, estrema cura deve essere posta nella rettificazione degli anelli che serrano la membrana, ed è buona regola non sottoporre mai la membrana a sollecitazione eccessiva, qual'è, ad esempio, una forte corrente d'aria che investa il microfono. La protezione, che di solito viene posta davanti alla membrana (da non confondersi con l'elettrodo ausiliario), può alterare leggermente il diagramma direttivo in campo libero, ma non è tale da variare apprezzabilmente la risposta del microfono. La sensibilità è variabile a seconda dell'andamento della risposta, e con il microfono inserito in un circuito a bassa frequenza (fig. 1) con una resistenza R di $10 \div 30$ MΩ, la sensibilità che si raggiunge con un microfono di dimensioni normali è dell'ordine di $0{,}5 \div 10 \frac{\text{millivolt}}{\text{bar}}$. Na-

turalmente un guadagno in sensibilità comporta sempre un peggioramento della fedeltà.

Un'altra causa di variazione nella taratura è dovuta alle escursioni di temperatura. Come termine di riferimento l'alterazione nella taratura è di qualche unità per mille per ogni grado di variazione di temperatura. Sarebbe forse da attendersi una maggiore stabilità del microfono, se i materiali che costituiscono la membrana e la carcassa avessero uguali coefficienti di temperatura.

L'umidità ha influenza sul dielettrico, specialmente se esso è costituito da bachelite, che, rigonfiandosi, può alterare la distanza tra gli

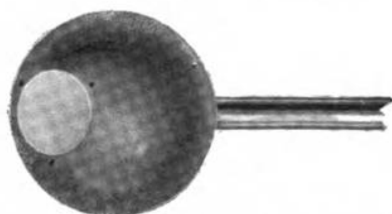


Fig. 11. — Microfono elettrostatico sferico del « Laboratoire Electroacoustique ».

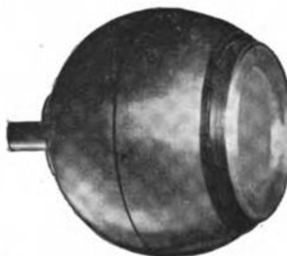


Fig. 12. — Microfono elettrostatico sferico di Allocchio, Bacchini e C.

elettrodi. Inoltre un'anormale conduttanza di dispersione fra gli elettrodi, anche se non varia sensibilmente l'andamento della risposta, fa diminuire sicuramente la sensibilità del microfono.

È bene che il microfono, quando non è in servizio, sia chiuso in una protezione, la quale impedisca che si vadano a depositare tra gli elettrodi pulviscolo od altri corpi estranei. La batteria di alimentazione deve essere ben carica e quindi ben stabile; recentemente sono stati costruiti microfoni alimentati dalla tensione di rete raddrizzata e molto ben livellata.

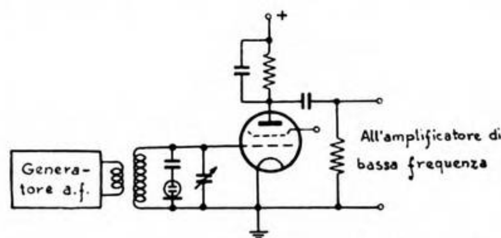


Fig. 13. — Schema di un microfono a condensatore collegato ad un circuito ad alta frequenza.

Nelle figure 10, 11 e 12 sono riportate le fotografie di alcuni microfoni elettrostatici con e senza elettrodo ausiliario.

L'inserzione del microfono avviene di regola in un circuito a bassa frequenza (fig. 1) collegato ad un tubo preamplificatore in immediata

vicinanza, il quale a sua volta è seguito da un amplificatore che può essere posto più distante.

È possibile inserire il microfono in un circuito ad alta frequenza secondo lo schema di figura 13. Un generatore ad alta frequenza induce una f. e. m. in un circuito oscillatorio, il quale è leggermente disaccordato rispetto alla frequenza del generatore, in modo da trovarsi all'incirca su uno dei flessi della sua curva di risonanza. In parallelo a questo circuito è posto il microfono; le variazioni a bassa frequenza della sua capacità modulano la tensione che si localizza agli estremi del circuito, con la stessa legge della pressione sonora agente. Questa tensione modulata di alta frequenza viene applicata alla griglia di un tubo rivelatore e la tensione che si ricava può essere successivamente amplificata.

Il circuito ad alta frequenza, per la sua maggiore complicazione rispetto al circuito a bassa frequenza, è raramente usato e trova qualche applicazione solamente negli apparecchi di misura.

5. - Metodi di taratura: taratura in campo libero.

Occorre distinguere due tipi di taratura di un microfono: la taratura in campo libero e la taratura di pressione.

Tra i metodi diretti di taratura in campo libero, della sensibilità in funzione della frequenza, per microfoni a condensatore, si può in primo luogo citare il metodo di confronto con un sistema di misura qualsiasi, già tarato in campo libero.

Si dispongono il microfono a condensatore e il sistema di misura (ad esempio, disco di Rayleigh, radiometro, altro microfono a condensatore di cui sia nota la curva di taratura in campo libero e così via) vicini l'uno all'altro entro il campo sonoro, ma non tanto però da risentire mutuamente delle distorsioni provocate dalla loro presenza; il rapporto tra la tensione generata dal microfono in esame e la pressione sonora del campo libero misurata col sistema di riferimento, dà, in funzione della frequenza, la curva di risposta cercata. Questo metodo di taratura è abbastanza preciso, ma benchè sia il più diretto, è in pratica assai complicato, perchè richiede oltre che una sorgente sonora pura, anche un sistema di misura tarato, il quale a sua volta vuole particolari cure costruttive e non sempre si trova a disposizione.

Risultati forse un po' meno esatti, ma di più facile attuazione, si possono ottenere eseguendo la taratura di pressione e riducendo la sensibilità così misurata alle diverse frequenze nel rapporto della sensibilità acustica del microfono. Quest'ultima (paragrafo 3) si può ottenere calcolando analiticamente la diffrazione e l'effetto delle cavità del microfono.

Data la relativa facilità con la quale si esegue la taratura di pressione, questo sistema è assai adoperato. Naturalmente, poichè la diffrazione e l'effetto di cavità sono calcolabili solo in alcuni casi semplici, quando il microfono ha invece una forma che si allontana da quelle

semplici considerate, si può calcolarne la sensibilità acustica solo per approssimazione.

È da tenere presente che nella taratura in campo libero ha un significato la direttività del microfono; cioè si hanno diverse curve di taratura a seconda della posizione del microfono rispetto al campo sonoro; mentre nella taratura di pressione, trattandosi di considerare solo la pressione alternativa applicata alla membrana del microfono, indipendentemente dall'agente che l'ha generata, la direttività del microfono non entra in nessun modo nel computo della curva di risposta.

Talvolta si esegue la taratura di un microfono in un ambiente molto riverberante, nel quale, cioè, una sorgente sonora, anche direttiva, non provochi a regime nessuna polarizzazione dell'onda sonora. Il microfono dà allora indicazioni proporzionali, oltre che alla sua sensibilità normale, anche al volume del solido del diagramma polare che rappresenta la sua direttività.

La linearità del microfono si assume generalmente vera; cioè si ammette che la tensione generata sia, per ogni frequenza, proporzionale alla pressione sonora incidente. Tuttavia si può ritenere intuitivamente che questo sia vero entro limiti di pressione sonora tali che la membrana del microfono, già tesa, non venga sollecitata oltre il suo limite elastico, ed entro i quali gli spostamenti di essa rimangano piccoli rispetto alla sua distanza d dal controelettrodo.

6. - Taratura di pressione.

La taratura a pressione costante è necessaria quando si debbano eseguire misure sul campo sonoro e nella riproduzione sonora. È evidente perchè si voglia avere, nei riguardi della riproduzione sonora, una risposta uniforme del microfono a parità di pressione sonora dell'onda libera: questa pressione sonora è proprio quella che deve essere realmente riprodotta.

Tuttavia, poichè interessa di solito l'uniformità di risposta del complesso microfono-amplificatore, è molto comodo correggere l'eventuale disuniformità di risposta del microfono a campo costante con una distorsione dell'amplificatore.

Tra i numerosi metodi già elencati per la taratura di pressione di un microfono a condensatore, è da considerarsi in primo luogo il più importante e più largamente adoperato, che consiste nel provocare elettrostaticamente la sollecitazione della membrana.

La taratura per mezzo di eccitazione elettrostatica appartiene ai metodi puramente elettrici in quanto la pressione alternativa, provocata dal suono agente sulla membrana, è sostituita con la eccitazione alternativa, provocata dall'attrazione e dalla repulsione delle cariche elettriche della membrana e di un elettrodo affacciato ad essa (elettrodo ausiliario). Naturalmente deve ricercarsi il coefficiente di proporzionalità che lega la pressione meccanica alla quantità di elettricità, oppure,

supposta invariabile la capacità C fra membrana ed elettrodo ausiliario, l'altro coefficiente k che lega la pressione alla tensione applicata.

Questo coefficiente k potrebbe essere determinato anche per via analitica tenendo conto della distanza e della superficie elettrostaticamente attiva degli elettrodi ([12]); una tale determinazione, a causa dell'incertezza dell'effetto dei bordi, risulterebbe molto più imprecisa di quella sperimentale diretta.

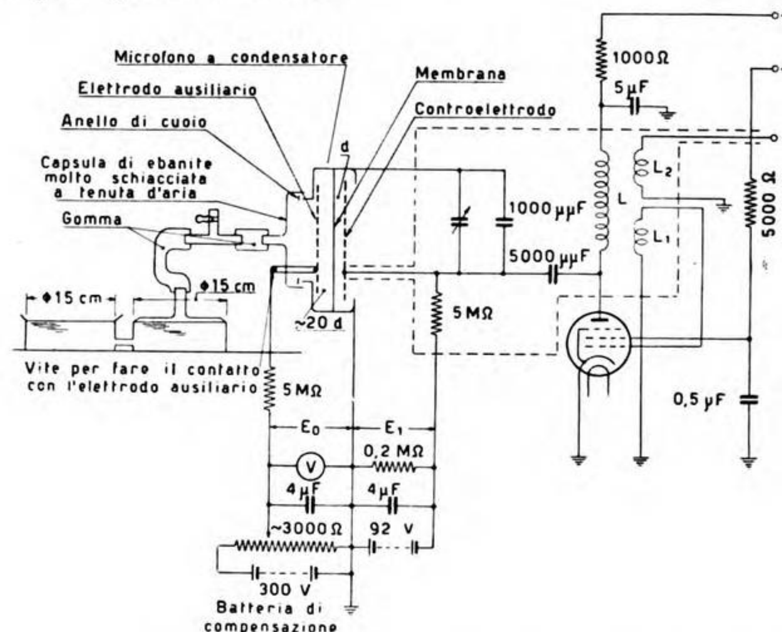


Fig. 14. — Schema per la determinazione della costante elettrostatica di un microfono con elettrodo ausiliario.

Più facilmente k si determina a mezzo di compensazione tra una pressione continua ed una tensione continua. Per questo scopo è possibile seguire due sistemi, a seconda che esista, o meno, il terzo elettrodo (elettrodo ausiliario) dalla parte opposta del controelettrodo rispetto alla membrana.

Nel primo caso la determinazione si fa con lo schema di figura 14. L'elettrodo ausiliario è posto ad una distanza dalla membrana $5 \div 20$ volte maggiore della distanza tra la membrana stessa ed il controelet-

([12]) E. Luebcke: Capitolo III di: E. Waetzmann: Handbuch der Experimentalphysik, XVII-2 - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934, p. 194.

trodo. Il microfono è incapsulato a tenuta d'aria e la capsula è collegata, per mezzo di un tubo, al coperchio di un serbatoio di acqua, il quale, a sua volta, comunica con un secondo serbatoio identico al primo, ma senza coperchio. Se il rapporto tra il volume della capsula con i relativi condotti e la superficie libera S del serbatoio è minore di un certo valore ([13]), versando un peso noto π di acqua nel serbatoio scoperto, la pressione P che si viene a generare sulla membrana è approssimativamente $P = \pi/S$, e la membrana ne risulta proporzionalmente deformata. Applicando tra la membrana e l'elettrodo ausiliario una tensione continua E_0, tale da provocare un'attrazione elettrostatica che riporti la membrana nella posizione iniziale, si può ricavare la costante elettrostatica $k = P/E_0^2$.

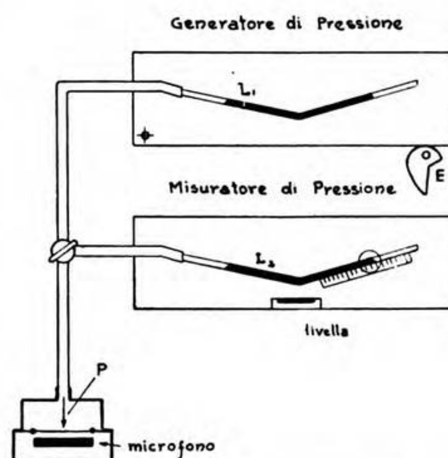


Fig. 15. — Sistema per l'attuazione e la misura di piccole pressioni.

Un altro sistema per ottenere la pressione P ed al tempo stesso misurarla direttamente consiste nell'adoperare due tubicini (di Töpler) a forma di V molto divaricato (fig. 15); l'uno serve a produrre la pressione con una colonna d'acqua, l'altro, molto più sottile, piegato similmente al primo, serve a misurare, dal dislivello, la pressione esistente ([14]).

Le pressioni che si attuano con entrambi questi sistemi sono dell'ordine di $10 \div 50$ dine/cm². Il secondo sistema è tuttavia meno preciso del primo, perchè la lettura del dislivello è alquanto incerta a causa del menisco, ed inoltre fenomeni secondari di capillarità possono falsare le indicazioni.

Come mezzo di controllo per stabilire quando la membrana sia ritornata nella posizione iniziale, si può usare un oscillatore ad alta frequenza (100-200 kHz) sul cui circuito oscillatorio è inserito il condensatore formato dalla membrana del microfono e dal controelettrodo. Questo oscillatore batte con un secondo oscillatore dando una nota di battimenti molto bassa ed esattamente misurabile. Partendo dalla condizione di riposo definita da $P = 0$ ed $E_0 = 0$, si applica, in primo luogo, la pressione meccanica. La nota dei battimenti cambia. Si

([13]) E. Paolini: A. F., 1933, II, p. 741.
([14]) C. A. Hartmann: E. N. T., 1930, VII, p. 100.

aumenta allora con continuità E_0, fino a quando la nota dei battimenti ritorna ad essere eguale a quella iniziale; ciò significa che la compensazione è stata effettuata.

Si osservi che la costante k non è dipendente dalla sensibilità del microfono; inoltre, per un dato microfono, nel quale viene tenuta fissa la distanza fra la membrana e l'elettrodo ausiliario, k non dipende dalla tensione meccanica applicata al contorno della membrana e quindi

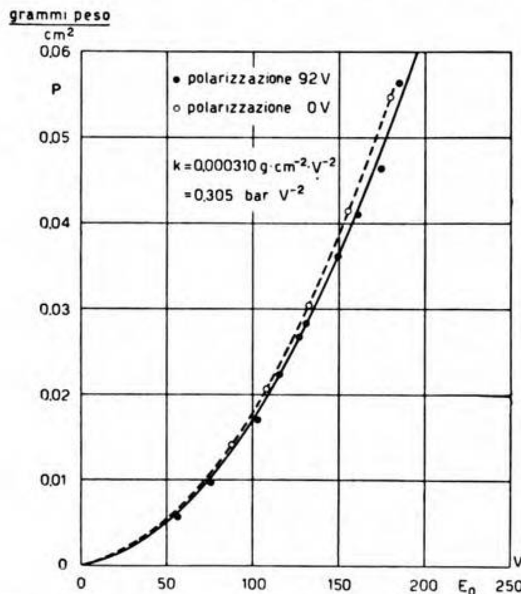


Fig. 16. — Confronto tra le determinazioni di k con e senza la batteria del microfono.

non dipende dalla deformazione che questa viene ad assumere nel corso delle diverse operazioni. Invero il coefficiente k è determinato dal fatto che la membrana parte dalla condizione di riposo per ritornare, a compensazione effettuata, nella stessa condizione di riposo; esso rimane quindi invariato anche se la membrana, per invecchiamento, ha allentato i vincoli al contorno oppure si è permanentemente snervata aumentando così la sua tendenza a deformarsi sotto l'azione di una pressione. Per questa ragione è bene eseguire la determinazione di k in presenza della tensione di polarizzazione E_1 (tra il controelettrodo e la membrana) che si ha nell'esercizio del microfono quando esso venga inserito in un circuito di bassa frequenza (fig. 1). In un microfono non avariato la differenza tra i valori di k determinati con e senza tale tensione, che è di solito all'incirca uguale a 100 V, è minore di un decibel (fig. 16).

La tensione E_1 deforma la membrana in modo permanente e la allontana dall'elettrodo ausiliario tanto più quanto maggiore è l'allentamento della membrana. Ciò non turba la deformazione provocata dalla pressione continua applicata alla membrana, mentre fa diminuire la deformazione compensatrice dovuta ad E_0. Per effettuare la compensazione occorre, quindi, una tensione E_0 maggiore, e quindi si ricava un valore k minore di quello che si otterrebbe in assenza di E_1.

Quando il microfono non sia munito dell'elettrodo ausiliario la determinazione di k può essere effettuata in modo analogo utilizzando

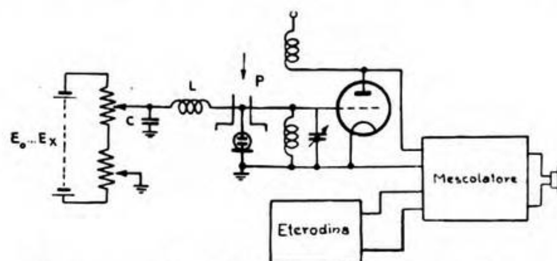


Fig. 17. — Schema per la determinazione della costante elettrostatica di un microfono, quando manca l'elettrodo ausiliario.

il controelettrodo stesso. Il microfono è ancora inserito in parallelo al circuito oscillatorio di un'eterodina; tra la batteria di compensazione ed il microfono è questa volta introdotto un filtro costituito dall'induttanza L e dalla capacità C (fig. 17). Si applica prima una forte tensione E_0 (200 ÷ 400 V), con il che si ha una certa frequenza dei battimenti; poi si applica la pressione meccanica P con uno dei due metodi esposti, ed al tempo stesso si riduce la tensione da E_0 ad E_x in modo da attuare ancora la stessa nota dei battimenti. La costante elettrostatica risulta allora $k = P/(E_0^2 - E_x^2)$. In questo caso, per tenere conto dell'allentamento eventuale della membrana, cioè per determinare k nelle condizioni reali, occorre che la E_0 sia la tensione di esercizio del microfono.

Ottenuta la costante elettrostatica k in $\dfrac{\text{microbar}}{\text{volt}^2}$, l'applicazione di una tensione continua E_0 e di una alternativa E sen ωt tra la membrana e l'elettrodo ausiliario, oppure, se questo manca, tra la membrana ed il controelettrodo, equivale a fare agire sulla membrana una pressione

$$p = k\,(E_0 + E \operatorname{sen} \omega t)^2 = k\,(E_0^2 + \frac{E^2}{2} + 2E_0E \operatorname{sen} \omega t - \frac{E^2}{2} \cos 2\,\omega t).$$

Se $E_0 \gg E$, la seconda armonica della pressione risulta trascurabile ed, a prescindere dalla sollecitazione continua, l'ampiezza della pres-

sione alternativa è $2\,k\,E\,E_0$. Si ottiene così, in modo del tutto elettrico, una sollecitazione identica a quella provocata da un'onda sonora. Niente impedirebbe naturalmente di usare la sola tensione alternativa E, ottenendo quindi un raddoppiamento della frequenza della sollecitazione meccanica, ed un effetto notevolmente minore. Tuttavia, nel caso in cui manca l'elettrodo ausiliario, la presenza della E_0 è consigliabile per riportarsi nelle condizioni in cui fu eseguita la taratura, e per tenere conto al tempo stesso della tensione di esercizio del microfono.

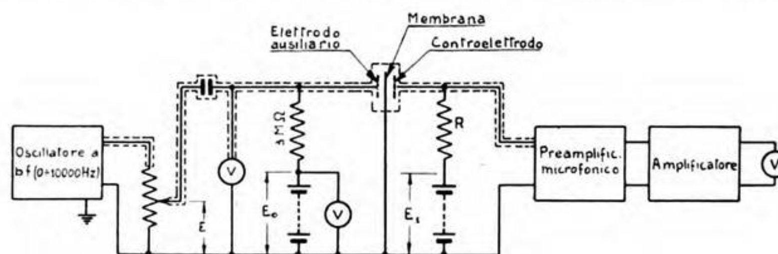


Fig. 18. — Taratura con inserzione del microfono in un circuito a bassa frequenza.

I sistemi di taratura sono diversi a seconda che si inserisca il microfono in un circuito a bassa o ad alta frequenza.

a) *Metodo a bassa frequenza.* — La misura viene eseguita col dispositivo indicato in figura 18. Tra l'elettrodo ausiliario e la membrana sono applicate la tensione alternativa E, ottenuta da un generatore a frequenza acustica, e la tensione continua E_0. Il microfono è inserito nel circuito di bassa frequenza con la batteria di alimentazione E_1. Un preamplificatore, seguito da un amplificatore con sistema indicatore, è collegato alla resistenza R del microfono.

Conoscendo la taratura di questo complesso, dalla lettura finale dello strumento indicatore si può risalire alla tensione agli estremi della resistenza R del microfono, e, per le diverse frequenze, questa tensione divisa per $2\,k\,E\,E_0$ dà la risposta del microfono.

Se l'isolamento dell'elettrodo ausiliario non è grande rispetto ad R_1 bisogna considerare nel computo la sola frazione di E_0 corrispondente al rapporto delle due resistenze.

Inoltre si deve tenere conto di un eventuale accoppiamento capacitivo tra l'elettrodo ausiliario ed il controelettrodo; ciò può avvenire, più che nel microfono vero e proprio, nelle connessioni relative.

Le polarità mutue delle batterie E_0 ed E_1 hanno importanza specialmente nella zona di risonanza del microfono e possono portare ad aberrazioni notevoli. Secondo Lange [15] tali aberrazioni si riducono,

---

[15] W. LANGE: H. F. Techn. u. El. Ak., 1934, XLIV, p. 56.

ricavando la curva di risposta come media delle risposte misurate quando le due batterie hanno le polarità concordanti e discordanti.

b) *Metodo ad alta frequenza.* — La misura viene effettuata con il dispositivo indicato in figura 19. Il generatore a frequenza acustica dà una tensione che, attraverso un filtro passa-basso, è applicata tra la membrana e il controelettrodo ([16]).

Il microfono è inserito in parallelo al circuito oscillante di un oscil-

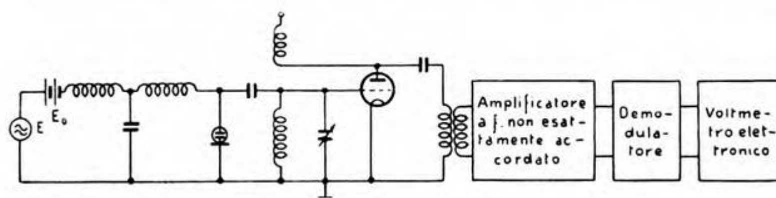


Fig. 19. — Taratura con inserzione del microfono in un circuito ad alta frequenza.

latore ad alta frequenza che risulta così modulato in frequenza con una profondità proporzionale all'ampiezza di oscillazione della membrana. Utilizzando uno dei rami di una curva di risonanza, questa modula-

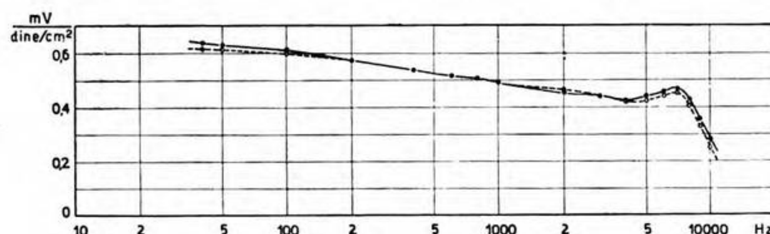


Fig. 20. — Confronto tra una taratura a bassa (——) ed una ad alta frequenza (- - -).

zione di frequenza può essere trasformata in modulazione di ampiezza e, con una rettificazione, si può ricavare la tensione modulatrice. La sensibilità del microfono è data dal rapporto tra questa tensione e la pressione elettrostatica esercitata sulla membrana.

Il sistema ad alta frequenza è più complesso del sistema a bassa frequenza, ma i risultati ottenuti sono dello stesso ordine di precisione. Il confronto fra le due tarature ([9]) è, in generale, soddisfacente (fig. 20).

Sia la taratura a bassa frequenza, sia quella ad alta frequenza, possono essere eseguite con compensazione, cioè inserendo nel circuito

([16]) M. Gruetzmacher e E. Meyer: E. N. T., 1927, IV, p. 203.

del microfono una tensione di grandezza, frequenza e fase tali da compensare la tensione generata dal microfono.

Una variante della taratura per compensazione, che evita la generazione del campo sonoro secondario, provocato dalle vibrazioni della membrana del microfono, consiste nell'eseguire la misura a membrana ferma. Si può infatti sollecitare la membrana del microfono, ad esempio con un sistema elettromagnetico ([17]), in modo che essa resti immobile

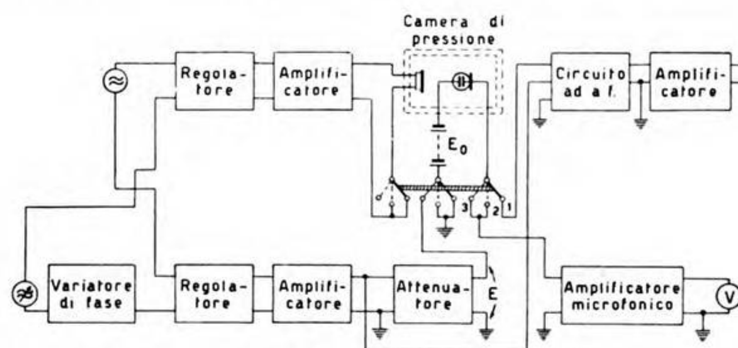


Fig. 21. — Taratura del microfono nella camera di pressione.

sotto l'azione della pressione meccanica dovuta all'eccitazione sonora, e della pressione esattamente contraria provocata dall'elettromagnete.

La misura a membrana ferma con il microfono eccitato direttamente in una camera di pressione è stata effettuata da Panzerbieter ([18]) con un dispositivo il cui schema di principio è riportato in figura 21.

Due generatori, uno fisso ed uno variabile, sono collegati ad un amplificatore e ad un regolatore di fase. Nella camera a pressione stanno di fronte un telefono ed il microfono da tarare. Nella posizione 1 del commutatore il telefono viene messo in funzione, mentre si regola E in grandezza e fase in modo che la membrana del microfono sottoposta alla pressione sonora P, eccitata elettrostaticamente dalle tensioni E_0 ed E, stia in quiete. Tale condizione si verifica a mezzo del circuito ad alta frequenza, con rivelatore acustico, in modo identico a quanto si è citato precedentemente.

Si ha allora:

$$\frac{E}{P} = \frac{1}{2\,k\,E_0}\ .$$

L'espressione $1/(2\,k\,E_0)$ sarebbe la risposta del microfono se la E fosse identica alla tensione generata dal microfono quando esso si muove

([17]) W. Geffcken: E. N. T., 1933, X, p. 39.
([18]) H. Panzerbieter: E. T. Z., 1937, LVIII, p. 735.

sotto la sola azione di P. Questa tensione è in effetto sempre molto minore di E. La determinazione del fattore di riduzione si esegue passando il commutatore su 2: il microfono è allora sottoposto alla sola azione di P; per mezzo dell'amplificatore microfonico e del rivelatore si legge la deviazione corrispondente.

Infine si passa il commutatore su 3 e, mentre il telefono è disinserito, il microfono risulta invece eccitato elettrostaticamente da E ed E_0 che sono rimaste inalterate. Si riduce E con l'attenuatore fino ad avere sullo strumento del rivelatore la stessa lettura di prima. Se b è l'attenuazione introdotta, la risposta del microfono è definita da $e^{-b}/(2\,k\,E_0)$. Il funzionamento ha, di fronte agli altri, il vantaggio che la pressione sonora è applicata direttamente alla membrana dell'oggetto della misura, cioè con l'uso del microfono da tarare come misuratore di pressione.

La misura deve essere eseguita in una camera di dimensioni piccole rispetto alla minima lunghezza d'onda, per impedire la formazione di onde stazionarie. Non sembrerebbe consigliabile, contrariamente a quanto dice Panzerbieter, riempire la camera di idrogeno per aumentare di all'incirca quattro volte la lunghezza d'onda, in quanto, variando anche la resistenza acustica del mezzo, varia pure, per quanto si è detto nel paragrafo 3, la risposta del microfono.

c) *Metodo del ponte.* — Questo sistema puramente elettrico di taratura dei microfoni elettrostatici, che può presentare un interesse pratico notevole, è dovuto a Corbino ([19]) ed è attuato mediante il dispositivo di figura 22. Il microfono, il quale viene posto in un ponte a capacità alimentato agli estremi di una diagonale da un generatore a frequenza acustica, varia la sua capacità per effetto della tensione che si localizza sulle armature. Quando, secondo l'altra diagonale, il ponte è equilibrato per la fondamentale, si può dimostrare che esiste una componente di terza armonica generata da movimento della membrana del microfono, la quale è, per le diverse frequenze, di ampiezza proporzionale alla risposta del microfono stesso. In figura, il circuito racchiuso in P_2 rappresenta un secondo ponte per annullare le imperfezioni di equilibrio del ponte principale ed A_1 ed A_2 rappresentano due amplificatori di frequenza acustica.

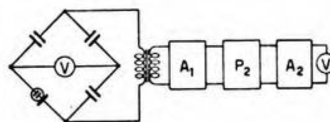


Fig. 22. — Taratura del microfono a mezzo di un ponte (metodo Corbino).

L'effetto di una componente di terza armonica nel generatore e l'influenza, peraltro modesta, della batteria di polarizzazione del microfono, sono stati studiati da Sacerdote ([20]).

È da tenere presente che questo metodo dà solo una risposta relativa, cioè le ordinate sono espresse in parti di scala arbitraria. Quando

([19]) O. M. CORBINO: Ric. Scient., 1936, VII, p. 491.
([20]) G. SACERDOTE: Ric. Scient., 1937, VIII, p. 174.

si conosca la costante elettrostatica k del microfono è possibile tarare la scala delle ordinate.

d) *Metodo del termofono*. — Questa taratura, come tutte quelle che seguono, appartiene al gruppo dei sistemi elettroacustici. Il termofono è stato il primo sistema assoluto diretto per la generazione di una pressione nota, ed è anche tuttora il sistema normale europeo per la taratura dei microfoni.

Esso è costituito da una o due larghe e sottili lamelle di oro, percorse da una corrente continua e da una alternativa. Il riscaldamento

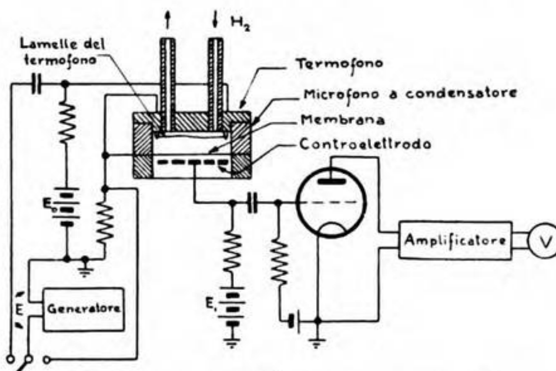


Fig. 23. — Taratura del microfono a mezzo di termofono.

delle lamelle per effetto Joule produce nel mezzo circostante una variazione alternativa di temperatura e quindi di pressione. Questa pressione, che è stata calcolata, in funzione delle correnti, delle costanti fisiche e delle dimensioni dell'apparecchio, da Arnold e Crandall ([21]), può venire applicata alla membrana del microfono a condensatore. La descrizione particolareggiata del termofono e le correzioni da apportarsi in funzione della conducibilità delle pareti, della loro deformabilità e così via, si trovano in tutti i trattati di elettroacustica; qui si ritiene che possano omettersi, in quanto il sistema del termofono è relativamente poco diffuso nelle tarature correnti, mentre rimane tuttora un ottimo campione di riferimento.

L'attuazione pratica della misura può essere effettuata col dispositivo di figura 23. Una capsula cilindrica ha le due basi, costituite rispettivamente dal termofono e dal microfono da tarare, rigidamente ed ermeticamente connesse alla sua superficie laterale; la corrente di uscita del generatore a frequenza acustica si sovrappone nel termofono alla corrente continua data dalla batteria E_0. Una resistenza, posta in serie con il microfono, è usata per misurare la tensione indotta, col metodo

([21]) H. D. Arnold e I. B. Crandall: Phys. Rev., 1917, X, p. 22.

di sostituzione. La capsula suddetta è riempita d'idrogeno che si rinnova continuamente; ed a questo proposito valgono le medesime osservazioni fatte nella taratura elettrostatica entro la camera di pressione. Infine il termofono, che agisce su una cavità chiusa, ha una caratteristica di uscita che varia con la frequenza, analogamente a quanto si è visto nel paragrafo 3.

Il metodo del termofono, con opportuni accorgimenti, è adatto per la gamma acustica fino a 70 000 Hz; la taratura ottenuta non differisce sensibilmente (fig. 24) da una delle tarature elettrostatiche.

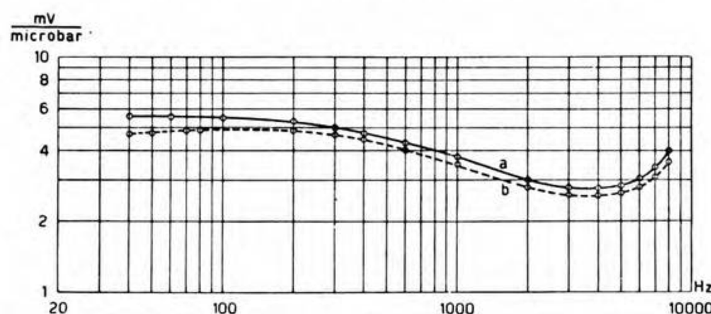


Fig. 24. — Confronto fra una taratura col metodo di compensazione (*a*) ed una taratura col termofono (*b*).

e) *Metodo del pistonofono e del membranofono.* — Il procedimento consiste nel fare agire sulla membrana del microfono la pressione alternativa generata dal movimento di un piccolo stantuffo ([22]).

Il microfono è disposto sulla parete di una camera di pressione ed il pistone, comandato da un eccentrico, agisce su di un condotto che immette nella camera. Supponendo che l'aria sia un gas perfetto, per mezzo delle equazioni della dinamica, e con le opportune correzioni dovute alla conducibilità ed all'elasticità delle pareti, si può determinare la pressione che agisce sul microfono.

Questo sistema va assai bene alle bassissime frequenze, e può usarsi fino a circa 200 Hz; per frequenze più alte può essere invece usato il sistema del membranofono che ha una certa somiglianza con il sistema di taratura per confronto. Il microfono è ancora disposto su una parete della camera di pressione, sulla parete di fronte al microfono è sistemato un telefono, tra il telefono ed il microfono è disposta una membrana con un elettrodo piano bucherellato affacciato ad essa. Dall'ampiezza di vibrazione della membrana ausiliaria, conoscendo la dimensione della camera di pressione e le costanti del gas racchiuso, si deduce la pressione applicata al microfono.

([22]) L. J. Sivian: Bell S. T. J., 1931, X, p. 96.

Tuttavia, sia il pistonofono che il membranofono sono raramente usati per la taratura dei microfoni, anche perchè con essi è difficile rilevare tutta la gamma acustica, e sono qui semplicemente citati.

f) *Metodi di compensazione.* — I metodi di compensazione consistono in generale nel disporre sulle pareti di una camera di pressione un generatore di tono, ad esempio un telefono, il microfono da tarare ed una membrana, che può essere messa elettromeccanicamente in vibrazione con ampiezza, frequenza e fase regolabili. Quando questa membrana, in presenza del suono del telefono che la investe, ed in virtù dell'eccitazione elettrica, resta in quiete, vuol dire che la sollecitazione sonora è identica all'azione elettrica. La sollecitazione meccanica dovuta a quest'ultima è semplicemente calcolabile o direttamente misurabile.

La compensazione esiste di tanti tipi quante sono le trasformazioni elettromeccaniche, e principalmente cioè: elettrostatica, elettromagnetica ed elettrodinamica.

I metodi di compensazione sono stati adottati da Gerlach (23) ed anche il sistema a compensazione di Geffkchen (24) può considerarsi un caso particolare di questi sistemi, nel quale è stata soppressa la membrana ausiliaria di riferimento. Un'esposizione accurata di questi procedimenti, citati in *e*) ed *f*), è stata fatta da Gatti (25), peraltro l'attuazione di essi si presenta assai delicata e di poca praticità, cosicchè i metodi di compensazione sono raramente usati.

g) *Metodo di sostituzione.* — L'ampiezza del movimento della membrana del microfono dovuto alla pressione sonora, provoca la variazione di capacità C_1 che può essere misurata inserendo al posto del microfono una capacità variabile, anche a frequenza diversa, la quale, dopo l'amplificazione, produca la stessa variazione dello strumento indicatore.

Conoscendo C_1 e misurando la C_0 statica del microfono, si determina lo spostamento della membrana e da questo (26) la pressione sonora agente su di essa.

La capacità variabile C_1 può essere ottenuta, ad esempio, con due dischi affacciati divisi in settori alternativamente metallizzati. Il metodo di sostituzione, per la difficoltà di attuazione e l'incertezza delle misure, ha relativamente poco interesse.

h) *Metodo di risonanza.* — Ha una discreta applicazione nei laboratori dove esiste un tubo di risonanza (il quale normalmente serve per misure di assorbimento) e dove si dispone di un disco di Rayleigh. Ad una estremità del tubo è posto il microfono da tarare (fig. 25), all'altra estremità agisce un generatore sonoro, telefono o altoparlante. Si porta il tubo ad avere una lunghezza tale da dar luogo ad onde stazionarie (27).

---

(23) E. Gerlach: V. N. T. Siemens, 1923, III, p. 139.
(24) Loc. cit. nota (7).
(25) R. Gatti: A. F., 1934, III, p. 281.
(26) W. Lange: V. N. T. Siemens, 1924, III, p. 43; H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XXXIX, p. 133.
(27) E. Meyer: E. N. T., 1927, IV, p. 86.

Ad una distanza dal microfono pari a $\lambda/4$ si trova il disco di Rayleigh, il quale misura la velocità ξ nel ventre di velocità. La pressione agente sulla membrana del microfono è allora:

$$P = \varrho\, c\, \dot{\xi}\,.$$

Se la lunghezza del tubo è invariabile, si può eseguire una misura discontinua per diverse frequenze per le quali la distanza tra il dischetto ed il microfono sia un multiplo dispari di $\lambda/4$.

Questo metodo è assai preciso, e la determinazione della risonanza,

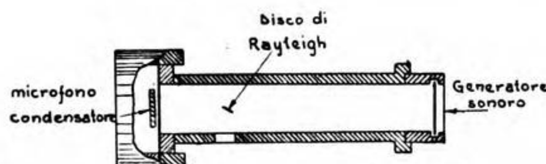


Fig. 25. — Taratura col metodo del tubo di risonanza.

che è assai acuta, si ottiene molto esattamente per il massimo di deviazione del dischetto.

Naturalmente questa installazione richiede un disco di Rayleigh costruito a regola d'arte, con traguardi ottici, sistema micrometrico di compensazione delle sue deviazioni, e così via; ed è ben noto quanto sia difficile e delicata la regolazione di un disco di Rayleigh, specialmente per le basse frequenze. Questa è la ragione per la quale un procedimento teoricamente così semplice per la taratura dei microfoni stenta a diffondersi.

7. - Conclusioni.

La costruzione dei microfoni elettrostatici è regolata dalle considerazioni precedentemente riportate, le quali, insieme all'esperienza tratta dai risultati raggiunti con i microfoni già costruiti, permettono di prevedere, entro certi limiti, il comportamento del microfono da costruire.

La sensibilità al campo sonoro dei microfoni elettrostatici più moderni e meglio costruiti è uniforme entro $\pm 2 \div \pm 3$ dB in tutta la gamma acustica $50 \div 10\,000$ Hz. Per frequenze superiori, la risposta diminuisce rapidamente al crescere della frequenza, tuttavia il microfono può presentare sensibilità ancora in una vasta gamma del campo ultrasonoro ([28]).

Le diverse tarature citate nella presente nota mostrano come sia vasta la scelta per il rilevamento della curva di risposta del microfono;

(28) G. Sacerdote: A. F., 1933, II, p. 516.

tuttavia, a meno che ciò non avvenga in un laboratorio molto bene attrezzato, i metodi della taratura di pressione per mezzo della eccitazione elettrostatica della membrana sono i più rapidi e più sicuri. È bene avere a disposizione sempre, in ogni laboratorio, due sistemi di taratura, così che l'uno serva di controllo e di verifica all'altro. Gli scarti relativi con i diversi sistemi di taratura non devono mai superare 2 ÷ 3 dB; e soprattutto gli andamenti delle risposte misurate in modi diversi devono essere gli stessi.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

L'USO DEI MATERIALI FERROMAGNETICI NELLE BOBINE PER RADIOFREQUENZA

RENATO KOCH

Nella prima parte si esaminano le proprietà dei materiali ferromagnetici per radiofrequenze ed i requisiti che essi devono possedere, affinchè il loro uso risulti vantaggioso, e si passano brevemente in rassegna i diversi tipi di materiali del genere, oggi in uso, ed i rispettivi metodi di fabbricazione.

Nella seconda parte, messi in evidenza i vantaggi che l'uso di questi materiali nella costruzione di bobine per radiofrequenze permette di ottenere, si espongono i risultati di una ricerca sperimentale intesa a definire quantitativamente l'entità dei vantaggi stessi ed il loro andamento con la frequenza.

La ricerca, che assume come indice di riferimento il valore del fattore di bontà, è stata estesa a diversi tipi di materiali ed a svariate forme di nuclei, prendendo in considerazione sia il caso di induttanze non schermate, sia quello di induttanze in presenza di uno schermo.

L'analisi dei risultati conduce alla conclusione che l'uso dei materiali ferromagnetici per radiofrequenze è, in molti casi, conveniente, ma non giustifica una tendenza intesa a rinunziare completamente alle induttanze in aria, le quali sono anzi da preferire per frequenze superiori a 2-3 MHz.

1. - Generalità.

L'introduzione nella radiotecnica dei materiali ferromagnetici, per la costruzione di bobine a radiofrequenza, data ormai da parecchi anni, e sono ben noti i vantaggi di compattezza e di efficienza consentiti dall'uso di questi materiali, che giustificano la larga diffusione da essi ottenuta soprattutto nel campo dei ricevitori a più gamme.

Tuttavia, mentre in alcuni casi si può affermare con sicurezza la convenienza dell'uso di bobine a nucleo ferromagnetico in confronto con quello delle normali bobine in aria, altrettanto non si può affermare in altre condizioni e particolarmente alle frequenze più elevate.

Per giustificare la preferenza data all'uso di bobine dell'uno o dell'altro tipo, è necessario analizzare da un punto di vista qualitativo e,

finchè è possibile, anche dal punto di vista quantitativo, le caratteristiche offerte dai diversi tipi ed il loro andamento in funzione della frequenza.

Scopo del presente lavoro è appunto quello di passare in rassegna i vari tipi di materiali ferromagnetici per radiofrequenze oggi in uso, i loro requisiti ed i metodi di fabbricazione, e di mettere in evidenza i vantaggi che mediante il loro uso possono essere ottenuti nei confronti delle bobine in aria, nonchè i limiti di frequenza oltre i quali i vantaggi stessi vengono a scomparire, oppure ad essere neutralizzati da eventuali inconvenienti.

PARTE I.

MATERIALI FERROMAGNETICI PER RADIOFREQUENZA.

2. - Le perdite nei materiali ferromagnetici.

L'uso di un nucleo di materiale ferromagnetico nella costruzione di una induttanza, permette, in base al valore elevato della permeabilità del nucleo stesso, la riduzione sia del numero di spire dell'avvolgimento sia delle dimensioni della bobina e quindi della lunghezza complessiva dell'avvolgimento: si ottiene così, nei confronti di una induttanza di pari valore avvolta in aria, una notevole diminuzione delle perdite nel rame. Nello stesso tempo, però, si vengono ad introdurre le perdite nel materiale ferromagnetico: se si vuole quindi ottenere un aumento del fattore di bontà, e cioè una diminuzione della resistenza per alta frequenza della bobina a parità di induttanza, è necessario che le perdite nel materiale ferromagnetico non vengano a superare la diminuzione ottenuta nelle perdite nel rame dell'avvolgimento.

Solamente se soddisfa a queste condizioni, un materiale ferromagnetico può essere ritenuto idoneo all'uso per radiofrequenza e il suo impiego può apportare vantaggi.

Infatti la prima applicazione di nuclei ferromagnetici nella costruzione di bobine per radiofrequenza, che rimonta a molti anni or sono, ebbe poca fortuna, perchè questi nuclei, generalmente costituiti da fasci di fili di ferro, nonostante l'estrema sottigliezza di questi fili (0,04 mm), non consentivano una sufficiente riduzione delle perdite.

Soltanto in tempi successivi, quando nuovi metodi di fabbricazione, basati sull'uso di ferro suddiviso in polvere sottilissima e quindi mescolato con un materiale isolante e legante, consentirono la produzione di nuclei a più basse perdite, l'utilizzazione dei materiali ferromagnetici per radiofrequenza fu ripresa con maggiore successo e si può considerare come ormai acquisita nella tecnica delle radiocostruzioni.

Le perdite che hanno luogo in un materiale ferromagnetico per radiofrequenze, possono essere distinte in tre specie:

1) perdite per isteresi,
2) perdite per effetto residuo,
3) perdite per correnti parassite.

Le perdite per isteresi sono funzione lineare della frequenza f e dell'intensità del campo magnetico H; la resistenza R_h, equivalente a questo tipo di perdite, può quindi essere espressa mediante la relazione:

$$R_h = h\, f\, H\, L\,,$$

nella quale L è l'induttanza della bobina ed h un fattore che dipende dall'andamento della curva di magnetizzazione del ferro impiegato e possiede dimensioni reciproche di quelle della forza magnetica.

Le perdite per effetto residuo costituiscono quella parte delle perdite del materiale, che è indipendente dalla intensità del campo magnetico e cresce linearmente con la frequenza. Le ricerche fino ad oggi eseguite non hanno ancora permesso di stabilire per questo tipo di perdite una relazione quantitativamente esatta. D'altra parte, dalle numerose esperienze compiute sui diversi tipi di materiali ferromagnetici per radiofrequenze, è risultato che sia le perdite per isteresi, sia quelle per effetto residuo, sono molto basse e possono essere quindi ritenute praticamente trascurabili ( ).

Le perdite per correnti parassite assumono, invece, una entità assai notevole e costituiscono la parte essenziale delle perdite complessive di un materiale ferromagnetico: poichè, d'altronde, esse sono proporzionali al quadrato della frequenza, la loro importanza cresce molto rapidamente con la frequenza stessa.

Se d, μ e ϱ sono rispettivamente il diametro in mm, la permeabilità relativa e la resistenza specifica in $\Omega \cdot mm^2/m$ dei granelli della polvere di ferro usata per la fabbricazione del materiale ferromagnetico, il coefficiente C_p di proporzionalità per le perdite per correnti parassite è dato, in microsecondi, dall'espressione (2):

$$C_p = 4{,}1 \frac{d^2 \mu}{\varrho}\,.$$

La relazione, che fornisce la resistenza R_c equivalente alle perdite di questo tipo, assume allora la forma seguente:

$$R_c = C_p\, L\, f^2\,.$$

Poichè è necessario che il valore di μ rimanga elevato, per diminuire il C_p non resta che agire su d e su ϱ.

La resistenza specifica può essere aumentata con l'uso di speciali leghe al ferro-nichel e simili; ma nei materiali moderni si preferisce agire, più efficacemente, sul valore di d. Si è giunti così ad avere polveri

(1) A. Weis: A. T. M., 1935, V, p. 139.
H. Nottebrock e A. Weis: V. N. T. Siemens, 1935, V, 2.

(2) A. Weis: loc. cit.

di ferro finissime formate da granelli di forma sferica con un diametro inferiore a $5 \cdot 10^{-6}$ m: mescolando queste polveri con materiali leganti, che hanno lo scopo di separare elettricamente e magneticamente i singoli granelli, si è riusciti ad ottenere valori di C_p sufficientemente ridotti, e cioè inferiori a 0,006 μs, col semplice uso di ferro puro e quindi senza ricorrere all'aumento di ϱ.

3. - Permeabilità dei materiali ferromagnetici.

L'aggiunta di una quantità sensibile di materiale isolante raggiunge l'effetto di diminuire le perdite del materiale ferromagnetico, ma ne riduce contemporaneamente la permeabilità, che risulta notevolmente inferiore a quella del ferro puro. La permeabilità relativa (cioè riferita a quella del vuoto) del materiale μ_r è funzione, oltre che della permeabilità del ferro, delle proporzioni in volume secondo le quali il ferro e il materiale isolante sono mescolati e della forma delle particelle di ferro.

Secondo Howe (3), nell'ipotesi di particelle di ferro cubiche ripartite uniformemente nell'isolante, si ha, indicando con μ la permeabilità relativa del ferro e con δ il coefficiente di riempimento dell'isolante, e cioè il suo volume relativo riferito a quello complessivo del miscuglio:

$$\mu_r = \frac{\mu - \frac{2}{3}\,\delta\,(\mu - 1)}{1 + \frac{\delta}{3}\,(\mu - 1)},$$

mentre secondo Ollendorff (4), indicando con g un fattore di magnetizzazione interna che dipende dalla forma delle particelle di ferro e dall'anisotropia magnetica, si ha:

$$\mu_r = \frac{1 + (\mu - 1)\,[\delta\,(g - 1) + 1]}{1 + g\,\delta\,(\mu - 1)}.$$

Nel caso di particelle di forma sferica $g = \frac{1}{3}$, e le due formule forniscono gli stessi risultati.

4. - Requisiti essenziali dei materiali ferromagnetici per radiofrequenza.

Oltre ad un tenore di perdite molto basso, il materiale ferromagnetico deve possedere, per l'uso nella costruzione di bobine per radiofrequenze, altri requisiti essenziali come la possibilità di essere foggiato in forme opportune, mentre la sua permeabilità relativa deve avere un coefficiente di variazione con la temperatura sufficientemente piccolo, una stabilità abbastanza grande nel tempo e in seguito a varia-

(3) G. W. O. H.: W. E., 1931, VIII, p. 1.
(4) F. OLLENDORFF: Archiv f. Elektr., 1931, XXV, p. 436.

zioni della temperatura, ed una variazione molto piccola per effetto di una magnetizzazione prodotta da una corrente continua.

L'influenza della temperatura sulla permeabilità relativa è dovuta essenzialmente alle dilatazioni delle particelle del materiale isolante mescolato con la polvere di ferro: dilatazioni che provocano una variazione delle distanze fra le singole particelle di ferro. Le conseguenti variazioni della permeabilità sono generalmente negative per temperature crescenti. Con l'uso di materiali isolanti a basso coefficiente di dilatazione, questo effetto può essere sensibilmente ridotto, fino ad avere variazioni percentuali della permeabilità inferiori a — 0,005 % per 1°C.

Per ottenere una elevata stabilità nel tempo e con la temperatura, è inoltre necessario che il materiale isolante non attacchi chimicamente le particelle di ferro, che esso non sia igroscopico, e che non subisca alterazioni per effetto degli agenti atmosferici. Inoltre la struttura del materiale deve essere abbastanza compatta per resistere alle vibrazioni ed agli scuotimenti che si possono generare nell'uso, oltre che nella costruzione e nel montaggio delle bobine.

Bisogna infine tener conto dell'eventualità di una sovrapposizione di un campo di magnetizzazione continuo a quello alternativo a radiofrequenza, per effetto della corrente continua anodica che passa nell'avvolgimento primario nel caso di un trasformatore per radiofrequenza.

Le variazioni della permeabilità relativa in funzione dell'intensità di magnetizzazione non superano però in generale il 0,1-0,2 % per i valori di questa, con i quali si può avere a che fare.

5. - Materiali e metodi di fabbricazione.

Il materiale ferromagnetico adoperato generalmente è, come si è già detto, ferro molto puro ridotto in polvere finissima per mezzo di processi meccanici o chimici svariati.

I risultati migliori si ottengono riducendo con l'idrogeno il ferrocarbonile ([5]) e ricavando per questa via particelle di ferro di forma sferica e di diametro variabile fra 2 e 6 μ.

I tipi di materiali isolanti prescelti ed i sistemi usati per mescolarli con la polvere di ferro variano a seconda dei metodi di fabbricazione.

Nei metodi di compressione, derivati dal sistema Polydoroff ([6]), la polvere di ferro viene accuratamente mescolata con una polvere di materiale isolante, come lacca, vetro fusibile o analoghi; la miscela viene quindi essiccata e compressa fortemente (10 $\div$ 20 t/cm^2) negli stampi per ottenere le forme di nucleo desiderate: affinchè l'effetto di separazione sia efficace, è necessario che le particelle isolanti siano molto più piccole di quelle del ferro.

([5]) C. Austin e A. L. Oliver: Marconi Rev., 1938, 70, p. 17.
([6]) W. J. Polydoroff: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 690.

Varianti al metodo possono essere costituite dall'aggiunta in soluzione di un agglutinante organico od inorganico, oppure dalla riunione delle due funzioni di isolante e di legante in un solo materiale, che può essere una resina artificiale, come ad esempio la bachelite. In questi casi, per facilitare l'azione del legante, la compressione negli stampi può avvenire a caldo, a temperature più o meno elevate.

Invece che per compressione, il materiale può essere ridotto in nuclei per fusione. Si ha così il vantaggio di poter ottenere le forme di nucleo più svariate, e di poter usare stampi meno robusti e quindi meno costosi, ma si rende necessario l'uso di una maggiore quantità di isolante, il che fa diminuire la permeabilità risultante dei nuclei ottenuti per questa via.

Un terzo metodo di produzione è quello che si adopera per la fabbricazione del ferrocart: esso è stato il primo in ordine cronologico e fu introdotto per merito di Hans Vogt (7). In questo metodo le particelle di ferro vengono distese in uno strato sottilissimo su strisce di carta speciale molto sottili. Le strisce vengono poi sovrapposte e tenute insieme da un miscuglio di polvere di ferro e di materiale legante, formando un materiale con una compattezza ed una robustezza meccanica sufficienti e che ha il pregio di poter essere facilmente lavorato.

Un raffronto completo fra i diversi metodi di produzione non è facile ad eseguirsi per la difficoltà di conoscere i dati costruttivi necessari: tuttavia alcuni dei dati di confronto che possono essere ricavati sperimentalmente, verranno esposti nella successiva analisi delle esperienze compiute.

PARTE II.

CONFRONTO FRA LE BOBINE IN ARIA E QUELLE CON NUCLEO DI MATERIALE FERROMAGNETICO.

6. - Elementi fondamentali del confronto.

Tra i vantaggi tecnici e costruttivi che l'uso dei materiali ferromagnetici permette di ottenere nella costruzione di bobine d'induttanza e di trasformatori, sono essenzialmente da rilevare la riduzione, a parità di induttanza, delle dimensioni della bobina e della lunghezza dell'avvolgimento, la diminuzione del flusso magnetico disperso, la riduzione della capacità propria della bobina e quindi delle perdite dielettriche e, infine, la possibilità di variare facilmente l'induttanza senza ritoccare l'avvolgimento.

La possibilità di ridurre le dimensioni delle bobine è un vantaggio prezioso in tutti i casi in cui necessità costruttive o esigenze di impiego impongano ai radioapparati la massima limitazione del volume occu-

(7) H. FRUEHAUF: H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XL, p. 214.

pato: condizioni queste che si verificano in generale nei ricevitori a molte gamme d'onda e nella tecnica radio aeronautica, oltrechè in molte applicazioni militari o speciali.

Analogamente la diminuzione del flusso magnetico disperso, mentre ha per effetto una sensibile diminuzione delle perdite e degli accoppiamenti parassiti, consente altresì di ridurre le dimensioni degli schermi e, in molti casi, addirittura di eliminarli, a tutto vantaggio dello spazio occupato, della semplicità costruttiva e del costo complessivo.

Così pure la piccola capacità propria, che si può ottenere per le bobine costruite con nuclei di materiale ferromagnetico, permette di mantenere ad un valore limitato le perdite dielettriche anche con un avvolgimento di costruzione semplice; nello stesso tempo, attraverso la diminuzione della capacità residua complessiva dei circuiti, a parità di capacità variabile, l'intervallo di frequenze di utilizzazione aumenta.

La possibilità di variare l'induttanza, agendo sul valore della riluttanza del circuito magnetico senza alterare il numero di spire dell'avvolgimento, riesce molto utile nei riguardi della rapidità e della perfezione dell'allineamento dei circuiti a radiofrequenza, in quanto permette di ritoccare i valori delle induttanze anche a montaggio ultimato. Questa possibilità può essere ottenuta variando, entro limiti determinati, la sezione o la lunghezza del circuito magnetico oppure la distanza d'intraferro. Il primo sistema è preferibile perchè la variazione d'induttanza, che con esso si consegue, ha un andamento assai più vicino alla legge lineare, che non quella ottenuta con il secondo sistema: ne risulta quindi una regolazione più agevole, più stabile e meno critica.

Da ultimo la diminuzione della lunghezza dell'avvolgimento, e quindi delle perdite nel rame, rende possibile un forte aumento del coefficiente di risonanza dei circuiti accordati e quindi della selettività del ricevitore, mentre ne consegue indirettamente la possibilità di maggiori valori di guadagno, potendosi ottenere più alti valori della resistenza equivalente dei circuiti.

L'entità di questi vantaggi tipici dei materiali ferromagnetici, varia tuttavia in modo molto notevole a seconda delle caratteristiche del materiale adoperato e del tipo di nucleo prescelto, oltre che della frequenza di lavoro.

In ogni caso l'orientamento del progettista verso un particolare tipo di bobina deve essere definito dalla maggiore rispondenza che il tipo stesso fornisce nei riguardi delle diverse esigenze specifiche: per facilitare e determinare la scelta è opportuno, perciò, un esame delle caratteristiche delle bobine, costruite su differenti nuclei dei materiali ferromagnetici più usati, e del loro comportamento in funzione della frequenza e in confronto con le bobine in aria.

Come indice di riferimento, in questo confronto, conviene assumere il valore del fattore di bontà, che riassume e caratterizza le proprietà di una bobina e ne è il normale termine di paragone.

Si è detto che l'uso dei materiali ferromagnetici consente un aumento

del fattore di bontà: questa possibilità va naturalmente intesa nel senso, già spiegato (§ 2), che la diminuzione delle perdite nel rame rimanga superiore alle perdite che si producono nel materiale ferromagnetico.

Con l'aumentare della permeabilità del materiale, diminuiscono le perdite nel rame, ma crescono nello stesso tempo le perdite ferromagnetiche; d'altra parte sul valore dell'induttanza e sulle perdite della bobina influisce sensibilmente la presenza dello schermo, che è applicato nella maggior parte dei casi pratici. La diversa influenza di questi fattori determina un valore ottimo della permeabilità, in corrispondenza del quale le perdite complessive della bobina raggiungono un valore minimo e quindi il fattore di bontà diviene massimo. L'esperienza dimostra che, per gli usi più frequenti, i risultati migliori si hanno, a seconda delle caratteristiche del nucleo e della frequenza, per valori di permeabilità relativa compresi tra 3 e 5. Un ulteriore aumento della permeabilità sarebbe quindi, anzichè utile, dannoso e, praticamente, tutti i tipi di nuclei costruiti e usati tengono conto di questa limitazione.

7. - Materiali e tipi di nuclei sperimentati.

Per ragioni di brevità e per evitare inutili ripetizioni, l'analisi sperimentale non è stata estesa a tutti i materiali ferromagnetici esistenti in commercio, ma è stata limitata solamente ad alcuni tra quelli più

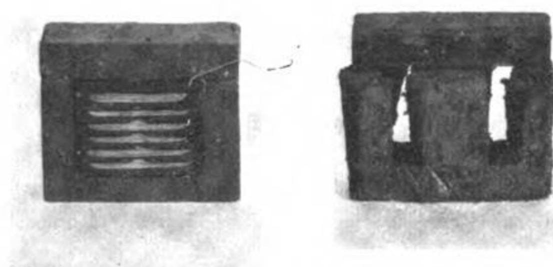


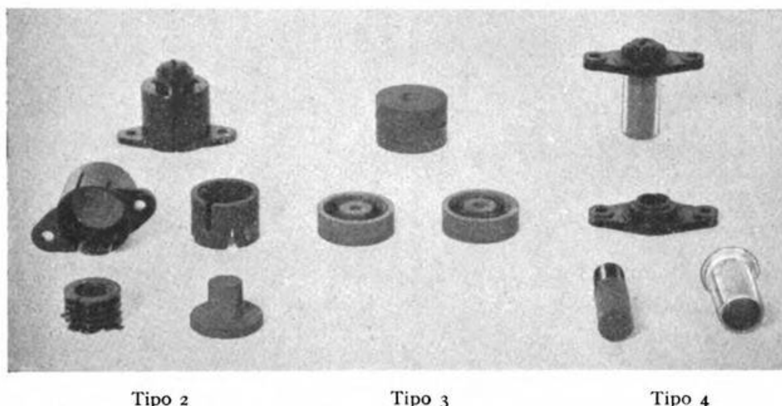
Fig. 1. — Nuclei del tipo 1 in ferrocart: il primo, in condizioni normali di uso; il secondo, dopo una permanenza di qualche ora ad una temperatura di circa 40°C.

diffusi e tecnicamente più rappresentativi: in particolare, poi, ai tipi di nuclei costruttivamente più interessanti e suscettibili di fornire i risultati più vantaggiosi.

Nelle figure 1, 2 e 3 sono riprodotti i tipi di nuclei che hanno formato l'oggetto dell'analisi sperimentale.

Il tipo illustrato in figura 1 è un nucleo chiuso a mantello formato di lastre di ferrocart. Questo materiale ha il pregio di essere facilmente

lavorabile e di possedere buone qualità nell'uso per radiofrequenze, ma presenta l'inconveniente assai grave di dar luogo facilmente ad un'alterazione delle sue qualità meccaniche con l'aumento della temperatura: una permanenza di qualche ora a temperature di circa 40°C produce già un rammollimento ed un deterioramento irreparabile del nucleo, come si può vedere dalla fotografia riportata nella stessa figura 1, a destra. È perciò praticamente impossibile l'uso di un materiale sif-



Tipo 2 Tipo 3 Tipo 4

Fig. 2. — Nuclei del tipo 2 ad olla, del tipo 3 a scodellino, del tipo 4 cilindrico: tutti ottenuti per compressione di un aggregato di polvere di ferro e materiale isolante. In alto i nuclei montati, in basso gli stessi suddivisi nei singoli componenti.

fatto in tutti i casi nei quali siano da prevedere escursioni di temperatura dell'ordine di grandezza accennato.

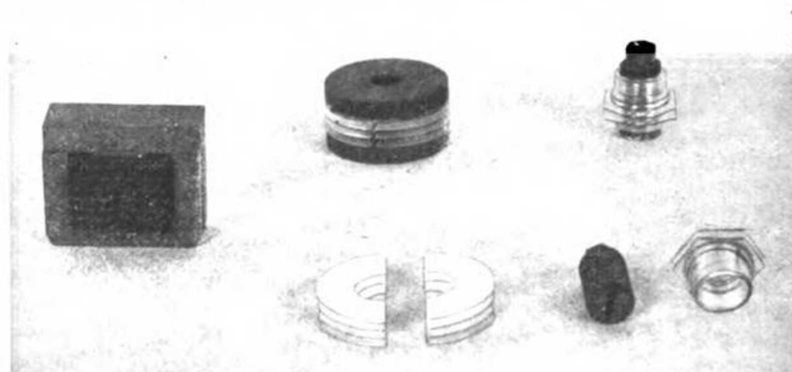
Questo inconveniente non è presentato dagli altri tipi di nuclei, ottenuti per stampatura a freddo di polvere di ferro mista a materiali isolanti e leganti.

Nella figura 2 sono riportati gli altri nuclei più caratteristici e cioè il tipo 2 ad olla (*Topfspule*) ad induttanza variabile ed adatto per l'uso con alta e media frequenza, il tipo 3 a scodellino (*Napfkerne*) molto usato per la costruzione di trasformatori per media frequenza ed il tipo 4 in forma di piccolo cilindro, per bobine con induttanza variabile e più idoneo per frequenze elevate.

Nella figura 3 sono riprodotti altri tipi di nuclei, costruiti con un materiale diverso, ma sempre formato di polvere agglomerata: il tipo 5 a mantello chiuso, per induttanze relativamente elevate, il tipo 6 a rullo, con o senza possibilità di variare l'induttanza, per media ed alta frequenza, il tipo 7 cilindrico ad induttanza regolabile, per alte frequenze.

Particolare importanza va attribuita al supporto dell'avvolgimento, che deve essere costruito con materiale a basse perdite dielettriche, data la forte concentrazione del campo elettrostatico dovuta alle ridotte

dimensioni dell'induttanza, e deve inoltre avere più sezioni o gole per ottenere una bassa capacità propria della bobina anche con spire avvolte alla rinfusa senza speciali accorgimenti. Nella quasi totalità dei casi vengono usati supporti di trolitul, di ipertrolitul o di materiali similari (stiroflex) che soddisfano pienamente.



Tipo 5 Tipo 6 Tipo 7

Fig. 3. — Nuclei del tipo 5 ad E, del tipo 6 a rullo, del tipo 7 cilindrico: tutti ottenuti per compressione di un aggregato di polvere di ferro e isolante. In alto i nuclei montati, in basso gli stessi suddivisi nei singoli componenti.

Nella tabella che segue, si sono riportati i valori, misurati o calcolati, di alcune tra le grandezze caratteristiche dei diversi tipi di nuclei esaminati: e cioè i valori del peso specifico, della percentuale in peso di ferro, del coefficiente di riempimento volumetrico dell'isolante δ, della permeabilità relativa μ_r del materiale, ricavata secondo le formule di Howe e di Ollendorff, e della permeabilità relativa apparente del nucleo μ_{ra}, definita come rapporto tra le induttanze della stessa bobina con e senza nucleo.

Tipo di nucleo	Peso specifico relativo	Percentuale in peso di ferro (%)	δ	μ_r (Howe)	μ_r (Ollendorff)	μ_{ra}
1	4,56	80,7	0,531	3,58	3,58	3,4
2	4,84	92,9	0,428	4,85	4,85	3,80
3	4,84	92,9	0,428	4,85	4,85	3,5
4	4,84	92,9	0,428	4,85	4,85	1,8
5	4,41	86,64	0,518	3,72	3,72	2,3
6	4,41	86,64	0,518	3,72	3,72	2,92
7	4,41	86,64	0,518	3,72	3,72	1,72

I valori di δ, come si nota dalla tabella, risultano molto elevati e dimostrano che, per ottenere un isolamento sufficiente delle singole particelle di ferro, è necessario introdurre un volume di materiale isolante uguale o quasi a quello del ferro.

I valori di μ_r sono compresi nei limiti da 3 a 5, in vista di ottenere i risultati più vantaggiosi e, nell'ipotesi che i granelli di ferro siano di

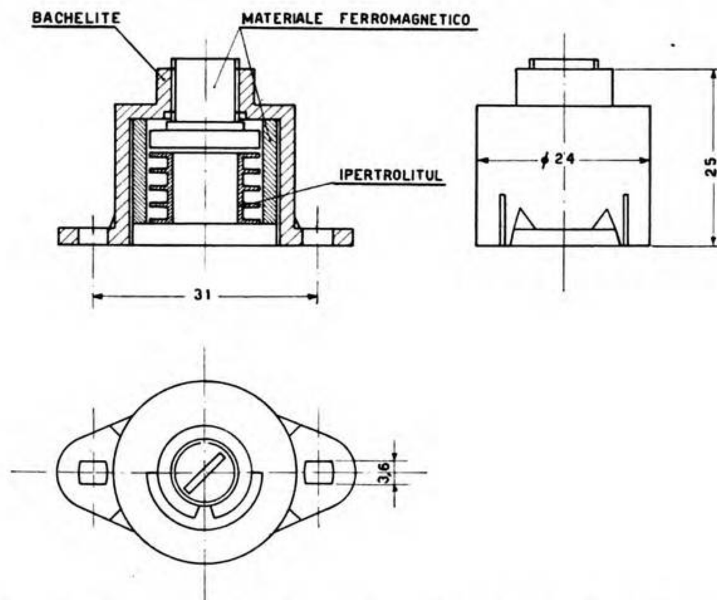


Fig. 4. — Nucleo del tipo 2. (Le quote sono indicate in millimetri).

forma sferica, è, come si vede, del tutto indifferente per la loro determinazione l'uso dell'una o dell'altra delle due formule citate.

Per la permeabilità relativa del ferro μ si è assunto il valore di 200; ma è da notare che l'influenza di questo fattore su μ_r è molto piccola. Infatti per $50 \leqslant \mu \leqslant 1000$ si hanno scarti di μ_r inferiori al 10 %, rispetto a quello che si ottiene per $\mu = 200$.

I valori di μ_{ra} risultano inferiori a quelli di μ_r, come è naturale, e si discostano più o meno da questi a seconda del circuito magnetico che si ha nei singoli tipi di nucleo: così i valori più bassi di μ_{ra} si trovano per i nuclei cilindrici 4 e 7 a circuito magnetico aperto.

Sul valore di μ_{ra} hanno inoltre influenza sensibile la frequenza e le caratteristiche dell'avvolgimento: i valori riportati rappresentano la media dei diversi valori ottenuti in funzione di queste variabili.

Nelle figure 4, 5, 6 e 7 sono riprodotti i disegni quotati dei nuclei di tipo 2, 4, 6 e 7 e da essi risultano chiaramente i particolari costruttivi

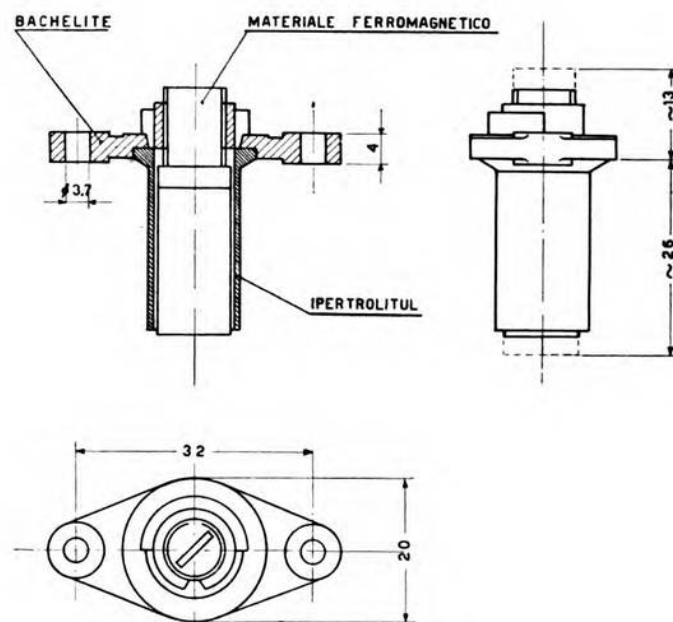


Fig. 5. — Nucleo del tipo 4.

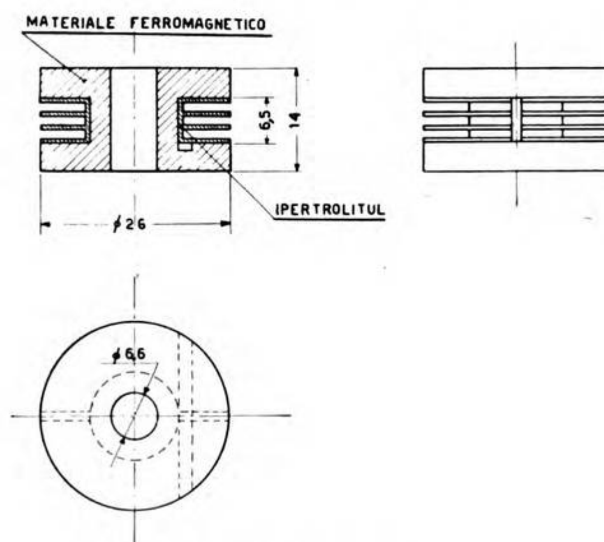


Fig. 6. — Nucleo del tipo 6.

ed il sistema adottato per la variazione dell'induttanza. Questa variazione per i materiali esaminati può essere del 5-10 % del valore massimo e risulta largamente sufficiente per le esigenze di allineamento dei circuiti nei radioricevitori.

8. - Criteri seguiti nel confronto con le induttanze in aria.

Le induttanze per radiofrequenza possono essere usate, nella costruzione di apparati radio, per l'attuazione di circuiti accordati a frequenza variabile, ed in questo caso vengono accoppiate ad una capacità variabile, oppure a frequenza fissa, e sono allora accoppiate ad una capacità fissa.

Nel primo caso, che è, in generale, quello degli stati di amplificazione ad alta frequenza dei ricevitori o degli amplificatori a radiofrequenza, si hanno valori minimi e massimi della capacità del circuito oscillatorio, rispettivamente di 40 ÷ 50 μμF e di 150 ÷ 200 μμF per le onde corte, e di 60 ÷ 80 μμF e di 400 ÷ 450 μμF per le onde medie e lunghe, i quali assicurano rapporti tra le frequenze estreme della gamma variabili fra 1,7 e 2,7.

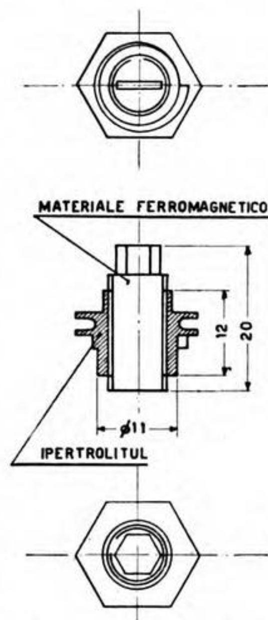


Fig. 7. — Nucleo del tipo 7.

Nel secondo caso, che è quello degli stadi amplificatori a media frequenza, si hanno, invece, a seconda del valore fissato per questa, valori di capacità fisse compresi fra 60 e 250 μμF, che rientrano perciò nei limiti considerati nel primo caso.

Nella presente ricerca si sono assunti di 500 μμF e di 50 μμF i valori massimo e minimo della capacità del circuito oscillatorio, i quali dànno un rapporto di 3,1 tra le frequenze estreme della gamma.

Fissati questi valori di capacità e delimitato il campo di ricerca fra le frequenze di 100 kHz e di 10 MHz, rimangono senz'altro stabiliti i valori successivi delle induttanze necessarie a coprire l'intera gamma.

Per ognuno di questi valori di induttanza si sono confrontati i vari tipi di costruzione, in base ai valori del fattore di bontà, per determinare il più conveniente.

Sia per le bobine a nucleo di materiale ferromagnetico, sia per quelle in aria, si è cercato, per ognuno dei valori di induttanza, di attuare e di sottoporre al confronto le forme costruttive più vantaggiose, purchè ottenibili con i mezzi normali e tenendo conto delle esigenze di ingombro, costruttive e di montaggio che si presentano in un moderno ricevitore

plurigamma, sempre in vista di mantenere ai risultati la massima aderenza alla realtà.

Per la misura del fattore di bontà si è fatto uso di un apparecchio di costruzione Rohde e Schwarz a taratura diretta ([8]). La taratura confrontata con altri metodi di misura è risultata sufficientemente precisa.

9. - Esame dei risultati sperimentali: caso delle induttanze non schermate.

Nella ricerca sperimentale si è trattato, anzitutto, in modo generale il caso di induttanze non schermate; successivamente si sono prese in

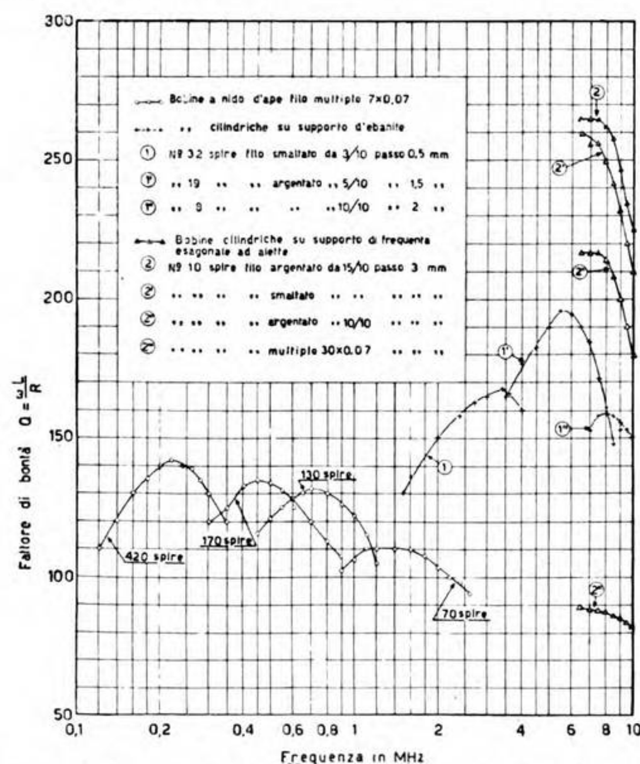


Fig. 8. — Andamento, al variare della frequenza, del fattore di bontà di bobine in aria a nido d'ape e cilindriche.

considerazione le influenze dovute alle variazioni di temperatura ed alla schermatura, in modo da poter trarre dai diversi risultati tutti gli elementi atti a risolvere i casi reali.

([8]) H. SCHWARZ: A. T. M., 1936, 66, p. 159.

Nella figura 8 sono riportati i valori ottenuti per il fattore di bontà con la serie di induttanze in aria, alle diverse frequenze.

Per le onde lunghe e medie fino ad una frequenza di circa 2 MHz, le bobine considerate sono del tipo a nido d'ape, costruite con filo multiplo di differenti caratteristiche; tra 2 e 10 MHz si sono sperimentate invece bobine ad avvolgimento cilindrico di filo argentato o smaltato

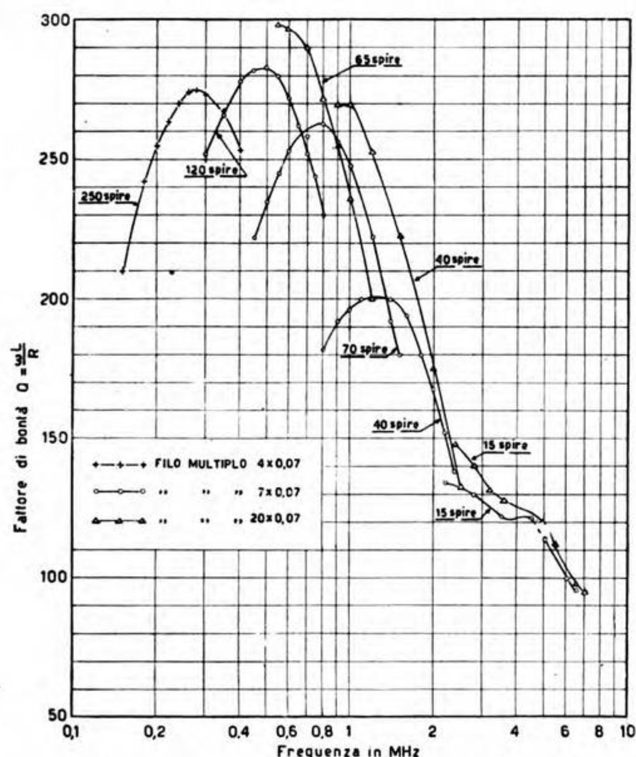


Fig. 9. — Andamento, al variare della frequenza, del fattore di bontà per bobine montate su nuclei del tipo 2 (ad olla).

di diversi diametri, su supporti di ebanite o di materiale ceramico a basse perdite dielettriche.

Da 100 kHz a 2 MHz, cioè per le bobine a nido d'ape, il fattore di bontà segue un andamento leggermente discendente col crescere della frequenza, da valori che non arrivano a 150 fino a valori poco inferiori a 100.

Per frequenze superiori a 2 MHz, dove è possibile l'uso di bobine ad avvolgimento cilindrico, i valori del fattore di bontà crescono rapidamente fino a raggiungere valori superiori a 250 per filo argentato e supporto di frequenta.

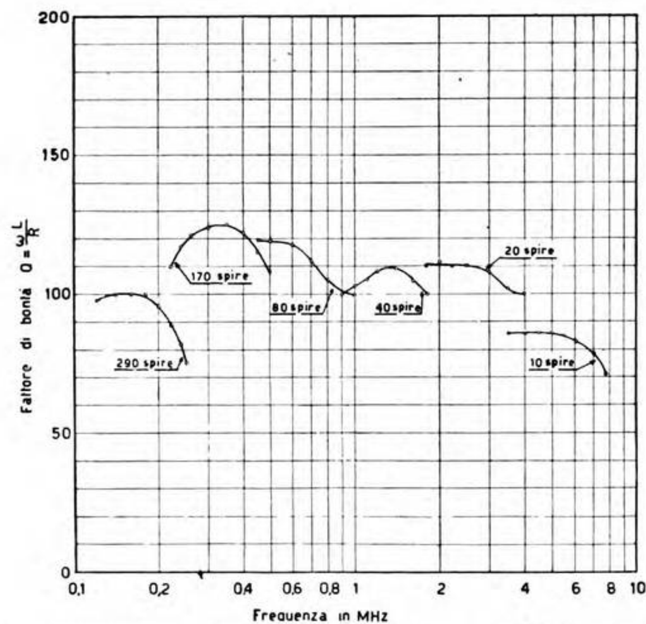


Fig. 10. — Andamento, al variare della frequenza, del fattore di bontà per bobine a nido d'ape, di filo multiplo $7 \times 0{,}07$, montate su nuclei del tipo 3 (a scodellino).

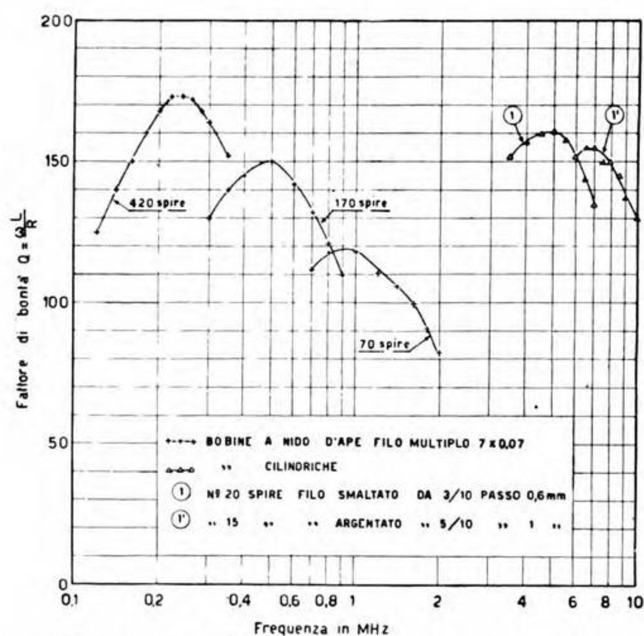


Fig. 11. — Andamento, al variare della frequenza, del fattore di bontà per bobine a nido d'ape e cilindriche montate su nucleo cilindrico del tipo 4.

Le successive figure dalla 9 alla 13 riproducono invece i risultati ottenuti per bobine a nucleo ferromagnetico dei tipi 2, 3, 4, 6 e 7.

Per i tipi 2 e 6 l'avvolgimento è fatto alla rinfusa, negli altri tipi è a nido d'ape.

Sono da notare i valori molto elevati del fattore di bontà nel campo delle onde lunghe e medie, particolarmente per i tipi 2 e 6, con i

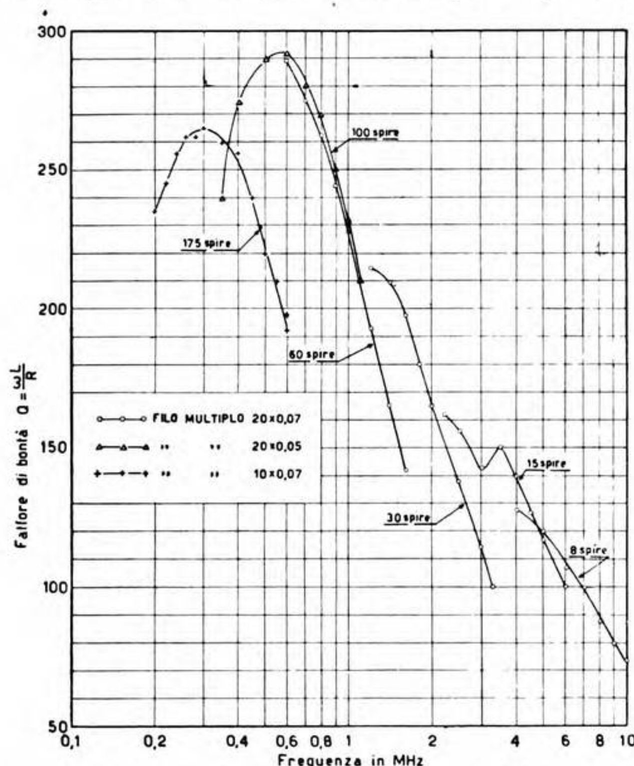


Fig. 12. — Andamento, al variare della frequenza, del fattore di bontà per bobine montate su nucleo del tipo 6 (a rullo).

quali si raggiungono valori più che doppi di quelli delle induttanze in aria.

Con l'aumento della frequenza si ha però una diminuzione molto rapida, tanto da restare molto al disotto dei valori relativi alle bobine in aria nel campo delle onde corte.

Si rende così palese una netta differenziazione: a partire dalle frequenze più basse fino ai 2-3 MHz si ha una decisa convenienza nell'uso di bobine a nucleo ferromagnetico; per frequenze superiori sono da preferire, in modo altrettanto evidente, le induttanze in aria.

L'uso dei materiali ferromagnetici per onde corte non è quindi da ritenersi razionale, a meno di particolari esigenze. In questi casi i risultati migliori si possono ottenere con nuclei cilindrici del tipo aperto come il 4 e il 7, e particolarmente con il primo.

Da notare invece i valori mediocri, anche se uniformi col variare della frequenza, ottenuti per il tipo 3 molto diffuso per la costruzione

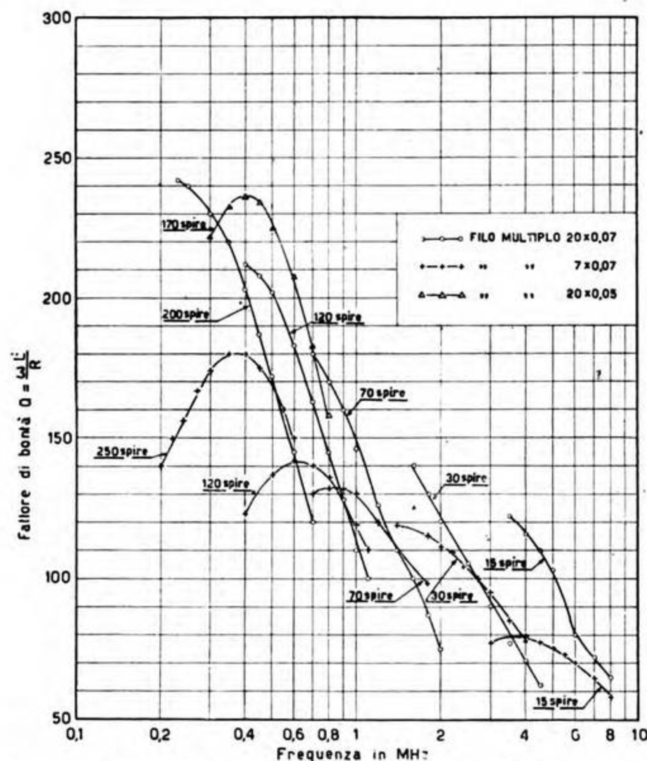


Fig. 13. — Andamento, al variare della frequenza, del fattore di bontà per bobine a nido d'ape montate su nucleo cilindrico del tipo 7.

di trasformatori a media frequenza. Questo tipo di nucleo possiede tuttavia il vantaggio di essere completamente chiuso, riducendo così al minimo il flusso disperso e gli accoppiamenti parassiti.

È inoltre interessante considerare l'influenza che il tipo di filo multiplo impiegato possiede sui valori del fattore di bontà. L'aumento del numero dei fili porta indubbiamente vantaggio, ma più ancora se è accompagnato dalla riduzione del diametro dei fili elementari. Il fatto è evidente nelle figure 12 e 13, dove si sono riportate le misure relative a bobine avvolte con filo multiplo 20 × 0,05.

10. - Influenza della distribuzione del flusso sulle perdite dei materiali ferromagnetici per frequenze elevate.

Come si è visto, al crescere della frequenza, il fattore di bontà delle induttanze a nucleo ferromagnetico diminuisce rapidamente. La diminuzione è dovuta all'aumento con la frequenza delle perdite complessive della bobina e, cioè, delle perdite nel rame dell'avvolgimento, di quelle dielettriche nel supporto della bobina e, soprattutto, di quelle nel materiale ferromagnetico, le quali hanno influenza prevalente, perchè essenzialmente costituite dalle perdite per correnti parassite, che crescono con il quadrato della frequenza.

Ora è opportuno rilevare che l'esistenza delle correnti parassite, oltre a provocare le corrispondenti perdite di energia, influisce notevolmente sulla distribuzione del flusso magnetico nell'interno del nucleo.

È noto infatti (9) come, in un nucleo di materiale ferromagnetico attraversato da un flusso alternativo, a causa dell'effetto smagnetizzante delle correnti parassite il valore dell'induzione non sia uniforme per tutti i punti della sezione del nucleo, ma sia funzione, in valore e fase, della distanza dei punti considerati dalla periferia e, precisamente, diminuisca con l'aumentare di questa distanza.

Il flusso magnetico tende quindi, col crescere della frequenza, ad addensarsi sempre più nelle zone periferiche della sezione, rarefacendosi nella parte centrale: si è cioè in presenza di un effetto pellicolare del tutto analogo a quello che si genera nei conduttori percorsi da una corrente a radiofrequenza.

L'effetto pellicolare magnetico ha per conseguenza la diminuzione della permeabilità apparente del nucleo e, quindi, anche la diminuzione del valore del fattore di bontà per l'aumento delle perdite nel rame, a parità d'induttanza.

Un'analisi del fenomeno interessa non soltanto per spiegare le cause del deficiente comportamento dei materiali ferromagnetici alle frequenze elevate, ma anche per ricavare criteri che permettano di dare ai nuclei le forme più vantaggiose aumentando le dimensioni esterne a parità di sezione, con il doppio scopo di migliorare il rendimento e di diminuire la quantità di materiale adoperato e quindi il peso ed il costo del nucleo.

Esperienze eseguite su questo argomento dal Friedlaender (10) dimostrano che la profondità di penetrazione del flusso magnetico diminuisce rapidamente alle frequenze elevate: adoperando infatti nuclei cilindrici cavi, si ottengono una migliore utilizzazione del materiale ed un notevole aumento della permeabilità apparente, a parità di sezione del nucleo.

---

(9) R. S. Glascow: Principles of Radio Engineering - McGraw-Hill, New York a. London, 1936, p. 55.
(10) E. R. Friedlaender: W. E., 1938, XV, p. 473.

Se, per chiarire il fenomeno, si fa un'analisi delle diverse cause che possono generare correnti parassite elementari nell'interno del materiale ferromagnetico, si arriva alla suddivisione seguente:

1) correnti parassite generate in ognuna delle singole particelle di ferro,

2) correnti parassite non ostacolate dalla deficiente resistenza d'isolamento delle singole particelle fra di loro,

3) correnti parassite di spostamento.

L'effetto delle correnti parassite citate in 1) e in 3) nei riguardi della distribuzione del flusso in funzione della frequenza, può essere determinato facendo l'ipotesi semplificativa, ma tuttavia abbastanza approssimata, che il materiale ferromagnetico sia costituito da particelle elementari di ferro aventi forma cubica, con le facce normali o parallele alla direzione del flusso, e separate completamente una dall'altra da uno strato di materiale isolante, il cui spessore si ricava dai valori noti delle percentuali in volume di ferro e di isolante (11).

Si arriva così alle seguenti conclusioni: l'induzione magnetica generata dalle correnti parassite di tipo 1) e 3), in opposizione con quella originaria, è praticamente indipendente dalla permeabilità e dalla resistenza specifica delle particelle di ferro, ed è da considerare essenzialmente come un fenomeno dipendente dalle caratteristiche del materiale isolante, dalla sua percentuale in volume e dalla permeabilità apparente del materiale ferromagnetico. Essa è proporzionale al quadrato del raggio del nucleo ed al quadrato della frequenza, ma non assume valori apprezzabili per frequenze inferiori a 50 MHz: infatti in corrispondenza di quest'ultima frequenza e per un nucleo di 4 cm di diametro ha un valore che è soltanto 6,3 % della induzione originaria.

Poichè l'effetto pellicolare magnetico si presenta nella realtà in proporzioni molto più notevoli e per frequenze molto inferiori, si deve concludere che le ragioni vanno ricercate in correnti parassite del tipo 2).

Ora le deficienze di isolamento fra le singole particelle di ferro sono dovute a ragioni di indole diversa. La prima è che la resistenza specifica del materiale isolante non è sufficientemente elevata e quindi provoca correnti parassite di conduzione anche attraverso le particelle isolanti. La seconda è che, nonostante il successivo perfezionamento tecnico dei processi di fabbricazione, la separazione delle singole particelle di ferro fra loro è ben lontana, nella realtà, dall'essere completa; sussistono invece aggregati di particelle di ferro più o meno in contatto, con il risultato di aumentare fortemente le correnti parassite del tipo 1).

Misure di resistenza specifica e di permeabilità eseguite sui materiali ferromagnetici in questione confermano tale ipotesi, in quanto forniscono risultati molto lontani da quelli attendibili nel caso in cui la separazione fra le singole particelle fosse completa.

---

(11) G. W. O. H.: W. E., 1938, XV, p. 471.

Trovare un materiale isolante che ad una elevata resistenza specifica unisca una resistenza meccanica ed una stabilità sufficienti, e si presti inoltre a garantire l'isolamento perfetto delle particelle di ferro, anche se aggiunto in una percentuale volumetrica abbastanza modesta, e mediante un processo di fabbricazione non troppo complicato e costoso, è un problema che la tecnica costruttiva non ha potuto finora risolvere in modo completo; nè sembra che in questo campo siano da attendersi progressi decisivi a meno di trovare nuovi materiali aventi caratteristiche particolarmente idonee.

11. - Variazioni della induttanza con la temperatura.

Si è già osservato (§ 5) come tra i requisiti essenziali di un materiale ferromagnetico per radiofrequenza figuri quello di una elevata stabilità nei riguardi delle variazioni di temperatura e nel tempo, e si sono accennati i metodi usati dai costruttori per ottenere una stabilità sufficiente.

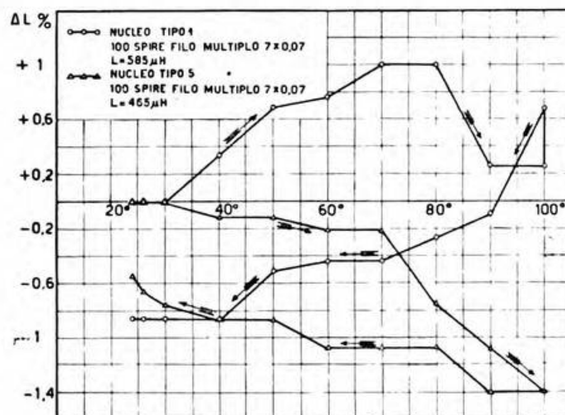


Fig. 14. — Influenza della temperatura sull'induttanza di una bobina montata su nucleo del tipo 1 e del tipo 5.

Nelle figure 14 e 15 si sono riportati i grafici delle variazioni di induttanza riscontrate al variare della temperatura per bobine montate su nuclei dei tipi 1 e 2.

Col nucleo di tipo 1 in ferrocart si hanno variazioni di induttanza notevoli già per basse temperature (50-60°C) conformemente a quanto era da attendersi, date le insufficienti qualità di compattezza e di resistenza meccanica a quelle temperature.

Per il tipo 5 della stessa forma, ma costituito di polvere agglomerata, le variazioni di induttanza sono del tutto trascurabili fino a 70°C; da 70°C a 100°C si hanno variazioni negative crescenti fino all'1,4%, che

diminuiscono poi col successivo diminuire della temperatura fino ad uno scarto del — 0,5%, in corrispondenza della temperatura ambiente.

Per il tipo 2 si sono avute invece variazioni crescenti ma trascurabili fino a 70°C, mentre da 70°C a 100°C è avvenuta una rapida diminuzione del valore dell'induttanza, che si è poi mantenuta per i successivi valori decrescenti della temperatura; ciò è indizio evidente di un'al-

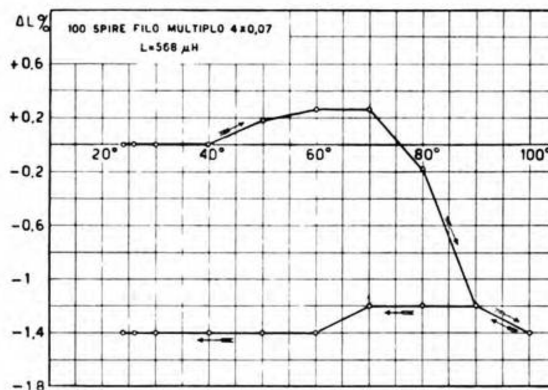


Fig. 15. — Influenza della temperatura sull'induttanza di una bobina montata su nucleo del tipo 2.

terazione a carattere permanente della struttura del materiale ferromagnetico avvenuta a temperature elevate e dovuta ad una delle cause già prospettate (§ 5).

Sui rimanenti tipi di nuclei considerati si sono riscontrate, sempre per temperature massime di 100°C, variazioni di induttanza praticamente trascurabili e non superiori al 0,3-0,4%.

Concludendo si può ritenere, che per i materiali presi in esame, fatta eccezione per il ferrocart, la stabilità sia soddisfacente per temperature fino a 70°C e quindi praticamente sufficiente nei confronti delle normali esigenze di funzionamento.

Variazioni di induttanza possono essere provocate anche da sollecitazioni di carattere meccanico quali urti, vibrazioni, e simili, particolarmente nei nuclei ad induttanza variabile. Adottando tuttavia opportuni accorgimenti di montaggio si riesce ad ottenere una stabilità meccanica sufficiente almeno fino a che non si entra nel campo delle onde corte, dove l'inconveniente diventa più sensibile.

12. - Influenza della schermatura.

L'influenza della schermatura dipende, ad una determinata frequenza, oltre che dalle caratteristiche dello schermo, e cioè dal suo volume riferito a quello della bobina, dal suo spessore e dalla resistenza

specifica del materiale con cui esso è costruito, anche dalle caratteristiche dell'avvolgimento e in particolare dall'entità e dall'andamento dei flussi dispersi.

L'effetto varia con la frequenza, e si traduce essenzialmente in una diminuzione dell'induttanza ed in un aumento della resistenza equiva-

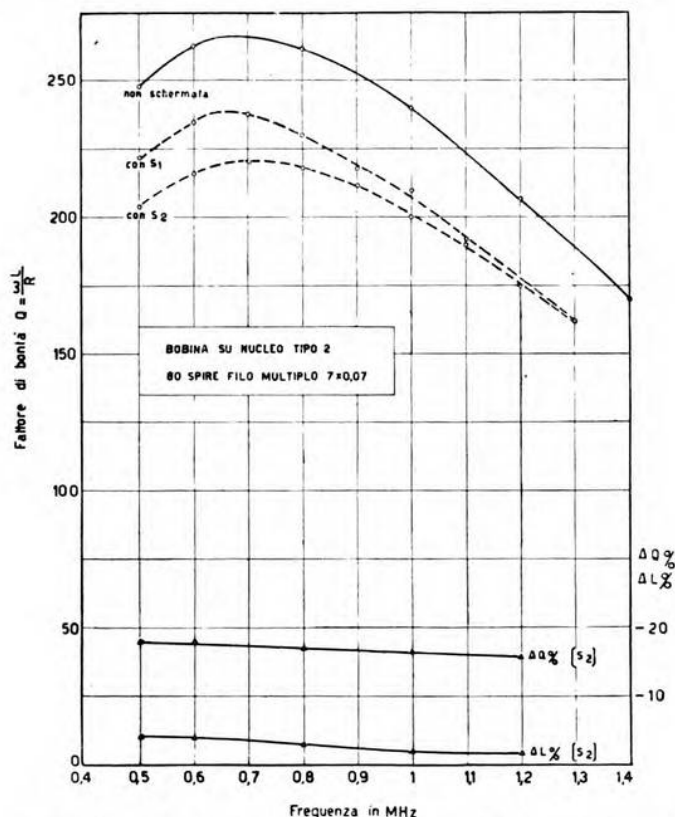


Fig. 16. — Influenza della schermatura sui valori del fattore di bontà e dell'induttanza per una bobina montata su nucleo del tipo 2.

lente della bobina e, perciò, in una diminuzione del suo fattore di bontà ([12]).

Nelle presenti esperienze si sono considerati due tipi di schermi, contrassegnati con S_1 ed S_2: il primo di forma prismatica a sezione quadrata di 64 mm × 64 mm × 111 mm, in rame stagnato dello spessore di 0,5 mm; il secondo è cilindrico in alluminio con un diametro

([12]) G. W. O. H.: W. E., 1934, XI, p. 115.

di 45 mm, un'altezza di 60 mm ed uno spessore di 0,3 mm; ambedue i tipi sono correntemente usati nei moderni ricevitori.

Con questi schermi, nel caso delle bobine in aria, ambedue gli effetti si manifestano in modo molto sensibile e l'entità delle variazioni, nega-

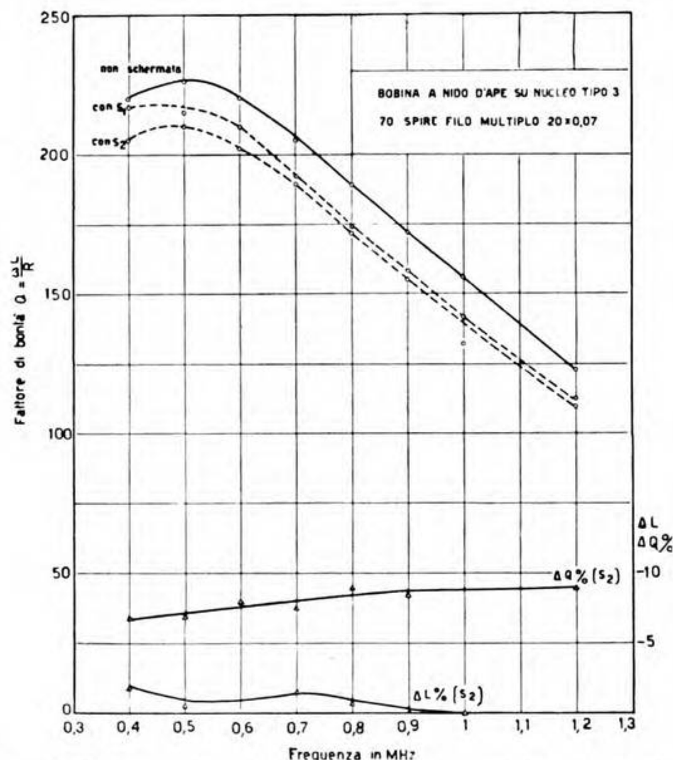


Fig. 17. — Influenza della schermatura sui valori del fattore di bontà e dell'induttanza per una bobina a nido d'ape montata su nucleo del tipo 3.

tive tutte e due, è notevole: si arriva ad una diminuzione del 40-50% del fattore di bontà e del 30% dell'induttanza.

Per lo schermo S_1, di maggiori dimensioni, le variazioni sono molto minori, la metà e anche meno, come vi era da attendersi dato che ambedue gli effetti diminuiscono molto rapidamente con l'aumento del diametro dello schermo ([13]).

([13]) Secondo Haymann (W. G. HAYMANN: W. E., 1934, XI, p. 189), l'effetto dello schermo sull'induttanza della bobina varia, infatti, inversamente al cubo del diametro dello schermo, mentre l'incremento di resistenza equivalente varia inversamente alla quarta potenza del raggio dello schermo.

Usando nuclei ferromagnetici per radiofrequenze, l'influenza dello schermo diminuisce molto, particolarmente per quel che riguarda la variazione dell'induttanza, perchè il flusso disperso è notevolmente ridotto, specialmente per i nuclei del tipo a circuito magnetico chiuso.

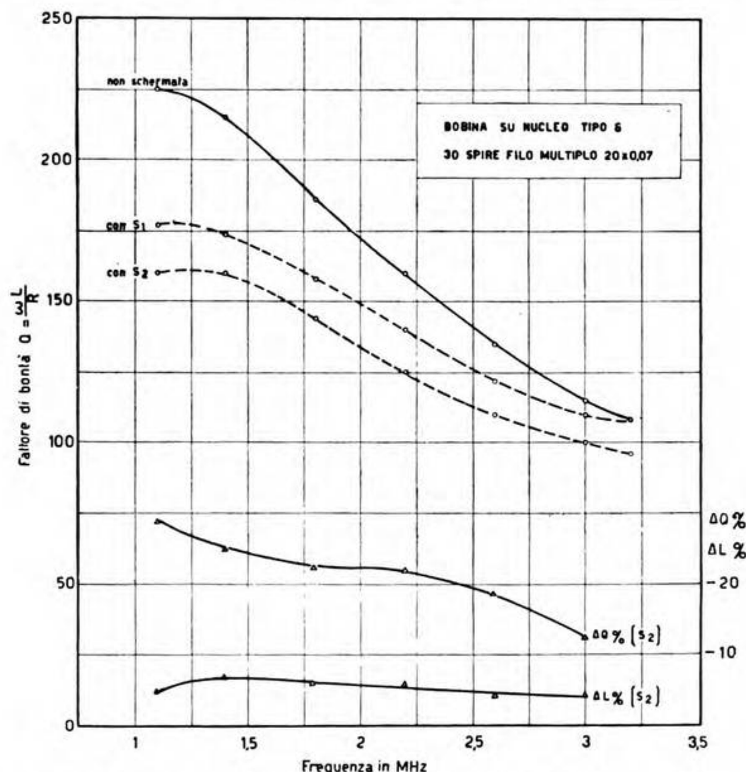


Fig. 18. — Influenza della schermatura sui valori del fattore di bontà e dell'induttanza per una bobina montata su nucleo del tipo 6.

Così per i tipi 1 e 2 (fig. 16) si hanno variazioni inferiori al 20% per il fattore di bontà ed al 7% per l'induttanza, sempre per lo schermo del tipo S_2, mentre le variazioni con lo schermo S_1 sono per lo più quasi trascurabili.

Nel caso del nucleo di tipo 3 (fig. 17), nel quale il circuito magnetico è completamente chiuso in ogni direzione e quindi il flusso disperso è ridotto al minimo, le variazioni sono ancora minori e cioè inferiori al 10% per Q ed al 2% per l'induttanza.

Per i nuclei dei tipi 6 e 7, non completamente chiusi, gli scarti che si manifestano nei valori dell'induttanza rimangono generalmente molto

bassi e sempre inferiori al 10% (fig. 18); gli scarti dei valori di Q raggiungono il 30% e sono quindi relativamente più elevati, pur mantenendosi sempre al disotto degli scarti corrispondenti per le induttanze in aria.

Variazioni più sensibili nei valori di Q si hanno invece nel caso del nucleo di tipo 6 a rullo, in corrispondenza della gamma delle onde medie

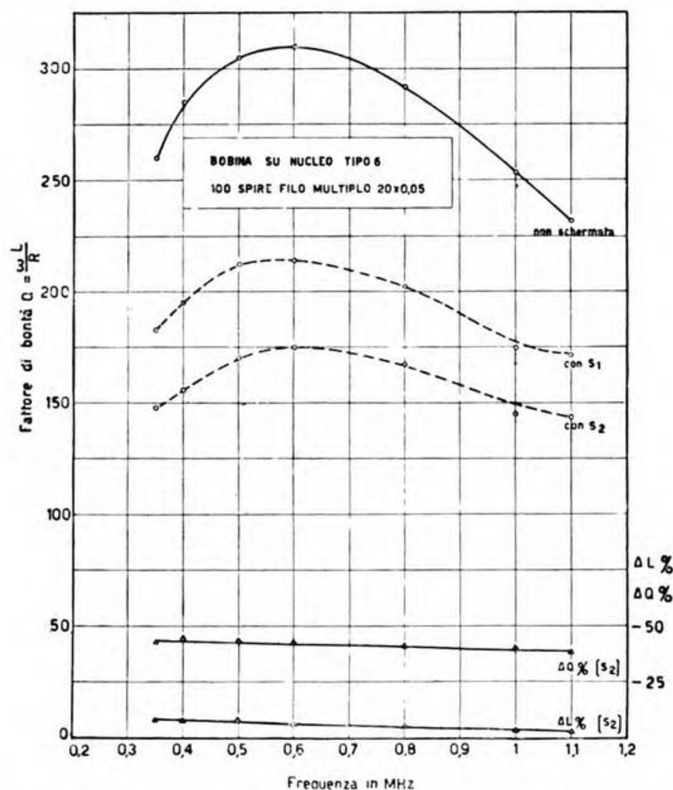


Fig. 19. — Influenza della schermatura sui valori del fattore di bontà e dell'induttanza per una bobina montata su nucleo del tipo 6.

(fig. 19). La ragione va ricercata probabilmente nell'ipotesi, confermata del resto dai valori molto elevati del fattore di bontà (> 300), che le condizioni di compromesso per il raggiungimento delle minime perdite complessive fra quelle nel rame e quelle nel ferro, siano in questo caso più critiche: maggiore è perciò l'effetto dovuto all'alterazione del valore e della distribuzione del flusso provocata dalla presenza dello schermo.

Variazioni molto piccole di Q (inferiori al 12%) si hanno invece per nuclei del tipo 7 (fig. 20): qui la ragione è dovuta probabilmente alle dimensioni molto ridotte della bobina.

È interessante notare che per tutti i tipi di nuclei sperimentati i valori di μ_{ra}, direttamente misurati a varie frequenze, non subiscono che una leggerissima alterazione per la presenza dello schermo: più precisamente si riscontra una diminuzione inferiore al 5% nei confronti dei valori ottenuti in assenza di schermo.

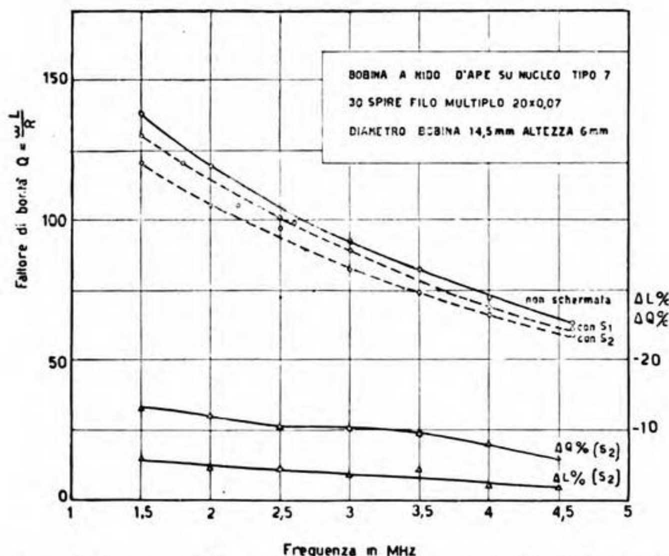


Fig. 20. — Influenza della schermatura sui valori del fattore di bontà e dell'induttanza per una bobina a nido d'ape montata su nucleo del tipo 7.

Da quanto si è detto si può dedurre che la presenza dello schermo conduce, nei riguardi del confronto fra induttanze in aria e induttanze a nucleo di materiale ferromagnetico, alle stesse conclusioni già ricavate nel § 9, con l'aggiunta di un ulteriore vantaggio a favore delle induttanze del secondo tipo, consistente nella riduzione delle influenze dannose dello schermo.

13. - Conclusione.

Dalle caratteristiche dei materiali ferromagnetici a radiofrequenza, che si sono messe in evidenza attraverso l'analisi dei risultati sperimentali, si può trarre la conclusione generale che l'uso di questi materiali deve essere ritenuto, in molti casi, vantaggioso, in quanto rende possibile la combinazione di una efficienza elevata in un volume ristretto, e costituisce, quindi, un progresso tecnico al quale non si saprebbe ormai rinunciare.

Purtuttavia una tendenza, che mirasse ad escludere senz'altro nella costruzione dei radioricevitori l'uso di induttanze in aria, non sarebbe giustificata specialmente nel campo delle frequenze superiori a 2-3 MHz, entro il quale anzi i vantaggi assicurati dalle induttanze in aria sono di entità tale da non permettere di rinunziare ad esse, a meno di imprescindibili esigenze nei riguardi del volume occupato.

Ringrazio vivamente il prof. Marino che mi è stato, come sempre, largo di consigli e di aiuti.

Guidonia, gennaio 1939-XVII.

Direzione Superiore degli Studi e delle Esperienze della R. Aeronautica.

RECENSIONI

AMPLIFICATORI.

E. L. Gintzon — **Amplificatori con reazione bilanciata.** (Proc. I. R. E., novembre 1938, XXVI, 11, pag. 1367-1379, con 9 fig.).

Non è nuovo il concetto di confrontare la tensione di uscita di un amplificatore con una tensione indistorta, di eguale ampiezza, e di rimandare all'ingresso dell'amplificatore la differenza tra le due tensioni, con ampiezza e fase opportune, allo scopo di ridurre la distorsione. In questo modo si combina una reazione negativa con una reazione positiva, limitata alla parte non distorta del segnale, ottenendo tutti i vantaggi della reazione negativa normale senza lo svantaggio di una forte riduzione dell'amplificazione totale.

Seguendo questo principio sono stati attuati amplificatori sperimentali, dai quali si sono ricavati numerosi oscillogrammi e curve che illustrano la buona corrispondenza tra teoria ed esperienza.

La difficoltà maggiore sta nell'ottenere la tensione campione senza ricorrere a tubi supplementari e quindi senza perdere il principale vantaggio del sistema. A tale scopo l'autore propone l'uso di tubi speciali aventi una griglia in più. Egli presenta poi, per amplificatori a molti stadi, soluzioni più semplici, nelle quali la prima parte dell'amplificatore (che viene studiata con molta cura) serve anche per amplificare il segnale campione, cioè soluzioni attuate derivando la reazione negativa dall'uscita e quella positiva da uno stadio intermedio.

G. C.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

L. M. Leeds — **Filtro di arresto a banda stretta a cavo coassiale.** (Proc. I. R. E., maggio 1938, XXVI, 5, pag. 576-589, con 10 fig.).

Nel campo delle onde ultracorte, i filtri costituiti con circuiti a costanti concentrate sono di difficile, ed in molti casi addirittura impossibile, attuazione; è necessario allora ricorrere a circuiti con costanti distribuite, nei quali gli elementi siano costituiti da linee, o cavi, di opportuna lunghezza.

Un circuito filtro, eliminatore di banda, può essere attuato mediante

un cavo coassiale di lunghezza eguale ad un multiplo dispari di quarti d'onda, se l'estremo del cavo è chiuso in corto circuito, e ad un multiplo pari di quarti d'onda, se l'estremo del cavo è aperto. Sia nel primo, sia nel secondo caso i morsetti di uscita vengono derivati ad una distanza di un quarto d'onda dai morsetti di entrata.

Se l'uscita del suddetto filtro viene chiusa sulla resistenza caratteristica del cavo coassiale, risulta attenuata soltanto la frequenza di riso-

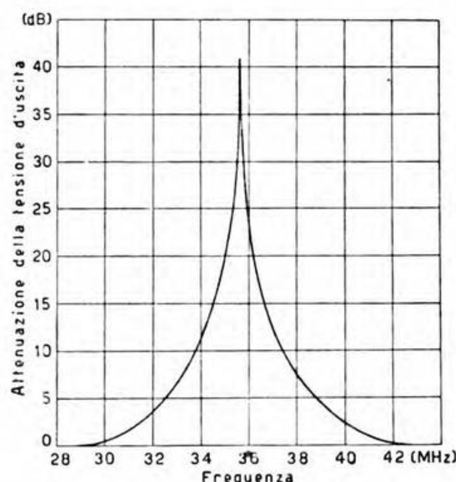


Fig. 1. — Caratteristica di attenuazione del filtro a cavo coassiale, chiuso sulla propria impedenza caratteristica.

nanza. Infatti per questa si determinano onde stazionarie ed i morsetti di uscita risultano derivati in corrispondenza di un nodo di tensione; per le altre frequenze, la parte del cavo coassiale compresa fra i morsetti di entrata e quelli di uscita si può considerare aperiodica, e quindi, non formandosi onde stazionarie, essa presenta un piccolo valore di attenuazione.

In figura 1 è rappresentata la caratteristica di attenuazione di un filtro costituito da un cavo coassiale di rame, i cui dati sono: lunghezza $5\frac{\lambda}{4}$, diametro interno 19 mm, rapporto fra diametro esterno e diametro interno 8,57; alla frequenza di risonanza, cioè a 35,6 MHz, l'attenuazione risultante è di 41 dB.

Per un filtro, costituito da un cavo coassiale di determinata lunghezza, l'impedenza di entrata dipende dal rapporto fra il diametro esterno e quello interno; tale impedenza è massima per un valore del suddetto rapporto pari a 9,2, al quale corrisponde un'impedenza caratteristica del cavo di 133 ohm.

La figura 2 riporta la resistenza di entrata in funzione della frequenza, per lo stesso filtro cui si riferisce la figura 1, per i casi in cui i morsetti di uscita siano collegati su di un'impedenza uguale all'impedenza caratteristica o siano lasciati aperti.

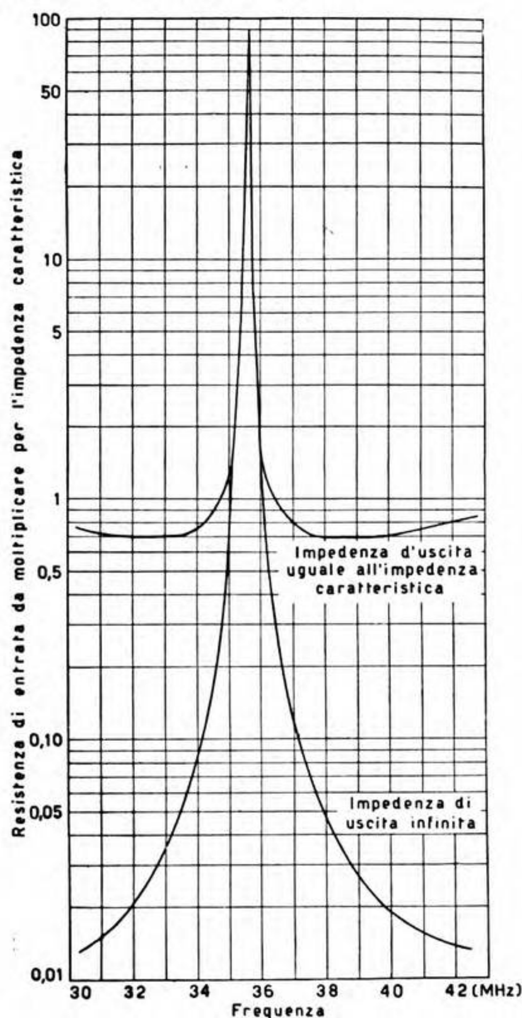


Fig. 2. — Resistenza di entrata di un cavo coassiale di lunghezza $5\,\frac{\lambda}{4}$.

L'impedenza di entrata di un siffatto filtro può venire aumentata del 14 % accorciando il cavo coassiale di 0,065 λ e riportandolo in risonanza mediante l'aggiunta di una capacità in parallelo.

Con filtri a cavi coassiali è stato possibile attuare un servizio di trasmissione e ricezione simultanea con la medesima antenna, nella gamma da 30 a 42 MHz, usando un trasmettitore della potenza di 150 W ed un ricevitore avente la sensibilità di 5 μV, con una differenza tra la frequenza di emissione e quella di ricezione di soli 0,9 MHz.

M. L. P.

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

J. L. Potter — **Circuito deviatore.** (Proc. I. R. E., giugno 1938, XXVI, 6, pag. 713-719, con 5 fig.).

Viene descritto un tipo speciale di multivibratore, il cui schema è rappresentato in figura 1, capace di fornire tensioni a denti di sega, con frequenza fino a 100 000 Hz. Il doppio triodo chiude in corto circuito, ad intervalli di tempo eguali, il condensatore C_2, il quale poi si ricarica lentamente attraverso la resistenza R_2. La frequenza con cui

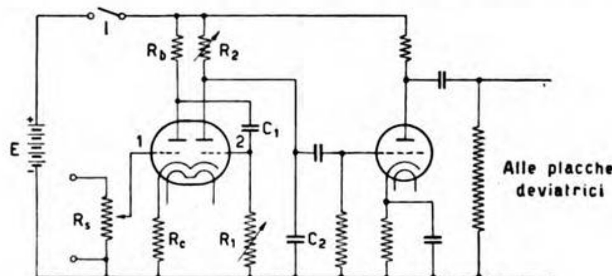


Fig. 1. — Schema del circuito deviatore.

si succedono i periodi di carica e scarica è determinata dal condensatore C_1 e dalla resistenza R_1 e risulta, in prima approssimazione, uguale a $0{,}4/(C_1 R_1)$.

Volendo utilizzare il circuito per determinare l'asse dei tempi di un tubo a raggi catodici, con deviazione magnetica, è necessario porre una resistenza in serie al condensatore C_2.

Il rapporto tra la durata della carica e quella della scarica del condensatore C_2 è determinato dal valore della resistenza R_c: esiste di essa un valore ottimo per cui detto rapporto diventa massimo, raggiungendo anche il valore 100. Per diminuire il tempo di ritorno, il valore della resistenza R_b deve essere piccolo (10 000 Ω), come pure è conveniente che la capacità di C_2 sia la più piccola possibile e il valore di R_2 grande quanto è possibile.

La tensione sincronizzante viene applicata ai morsetti del potenziometro R_s.

F. Sk.

MISURE.

A. DUNFORD e S. E. GOODALL — **Misure di perdite dielettriche alle frequenze radio.** (W. E., dicembre 1938, XV, 138, pag. 662-668, con 5 fig.).

Alle frequenze elevatissime, l'innalzamento di temperatura nei materiali isolanti, dovuto alle perdite dielettriche, può risultare assai notevole, se essi si trovano sottoposti a campi elettrici intensi. Elettricamente ciò determina normalmente una diminuzione del coefficiente di risonanza dei circuiti oscillatori, perchè in generale l'angolo di perdita dei materiali isolanti e quindi anche le perdite dielettriche crescono con la temperatura.

L'innalzamento di temperatura negli isolanti può dare luogo tuttavia ad un inconveniente maggiore, nel caso che i dielettrici siano disposti in condizioni particolarmente sfavorevoli per quanto riguarda la dispersione del calore generato in essi. Infatti, può allora avvenire che non si raggiunga una condizione di equilibrio stabile fra la quantità di calore prodotta e quella dissipata: la temperatura cresce progressivamente dando origine alla distruzione dell'isolante.

La conoscenza dell'andamento dell'angolo di perdita al variare della temperatura è dunque di notevole utilità per il progetto di apparecchiature destinate a funzionare con onde corte e cortissime. Mentre alle frequenze basse si dispone ormai di numerosi risultati a differenti temperature, alle frequenze elevate, alle quali la questione diventa relativamente più importante, sono invece pochissimi i dati pubblicati fino ad ora.

Nel presente lavoro, dopo la descrizione del metodo e del dispositivo di misura, vengono esposti i risultati ottenuti su alcuni materiali dielettrici alle frequenze radio, fino a 60 MHz, nell'intervallo di temperatura tra 20°C e 100°C.

Posti in rilievo, agli effetti delle misure prefissate, i vantaggi del metodo di variazione di capacità su quello di variazione di resistenza o di frequenza, viene dedotta brevemente la relazione nota:

$$G = \omega \Delta C ,$$

che fornisce la conduttanza equivalente in parallelo di un circuito risonante in funzione della pulsazione e della variazione di capacità ΔC necessaria per ridurre la tensione di risonanza nel rapporto $1 : \sqrt{2}$.

La conduttanza equivalente, in parallelo, del provino di materiale dielettrico in esame, risulta dalla differenza tra la conduttanza misurata con il provino compreso tra i piatti dell'apposito condensatore e quella misurata senza provino dopo avere riottenuta la risonanza avvicinando i due piatti. Essa viene espressa semplicemente dalla relazione:

$$G_s = \omega \Delta C_1 ,$$

in cui ΔC_1 è la differenza tra le variazioni di capacità corrispondenti alle due condizioni, determinate nel modo sopra detto.

La tangente dell'angolo di perdita, data dalla espressione:

$$\frac{G_s}{\omega C_s} = \frac{\Delta C_1}{C_s},$$

dove C_s è la capacità del provino, assume una forma quanto mai semplice e non richiede inoltre la misura precisa della frequenza. Le misure di ΔC vengono effettuate per mezzo di un condensatore micrometrico del tipo cilindrico, disposto in parallelo al condensatore a piatti. Esso fornisce una taratura rigorosamente rettilinea entro il $\pm$ 1,8 μμF e permette perciò di raggiungere una ottima precisione nelle determinazioni di ΔC.

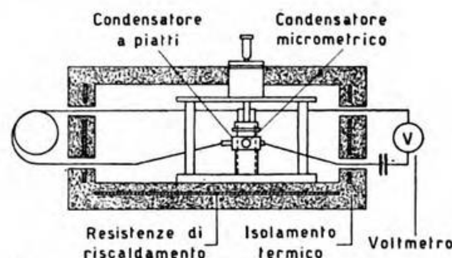


Fig. 1. — Disposizione dei condensatori, dell'involucro riscaldatore e del voltmetro.

Il dispositivo di misura è schematizzato in figura 1: il circuito oscillatorio di misura viene accoppiato induttivamente ad un generatore mediante la bobina intercambiabile del circuito stesso. Il condensatore micrometrico è costituito di un tondino di ottone che viene sostenuto da una colonnina pure di ottone, e che mediante avvitamento viene introdotto più o meno nell'apposito foro cilindrico praticato nel piatto fisso del condensatore principale. Questo piatto si trova a potenziale elevato; tre colonnine di quarzo gli assicurano un ottimo sostegno elettrico e meccanico.

L'esecuzione costruttiva del dispositivo è studiata in modo da ridurre ad entità trascurabili gli effetti dell'induttanza e della resistenza delle connessioni tra i due condensatori ed in modo da dare all'apparecchiatura rigidità e indeformabilità soddisfacenti nell'intervallo di temperatura previsti.

Il complesso dei due condensatori è racchiuso in uno schermo a doppia parete d'ottone la cui intercapedine, riempita con lana di amianto, contiene, adiacenti alle parti interne, le resistenze per il riscaldamento. La temperatura viene regolata a mano ed è misurata per mezzo di una termocoppia, sistemata sul piatto superiore mobile che si trova a potenziale basso.

I condensatori, l'oscillatore ed il voltmetro, sistemati ciascuno in schermi separati, sono disposti in una gabbia schermante. Il comando del condensatore micrometrico viene effettuato dall'esterno per mezzo di una bacchetta di ebanite. La scala del galvanometro facente parte del voltmetro a tubo è disposta in maniera che la lettura possa essere eseguita dall'esterno. Gli elettrodi usati, di stagnola, sono fissati con vaselina; per le temperature più alte i provini sono metallizzati.

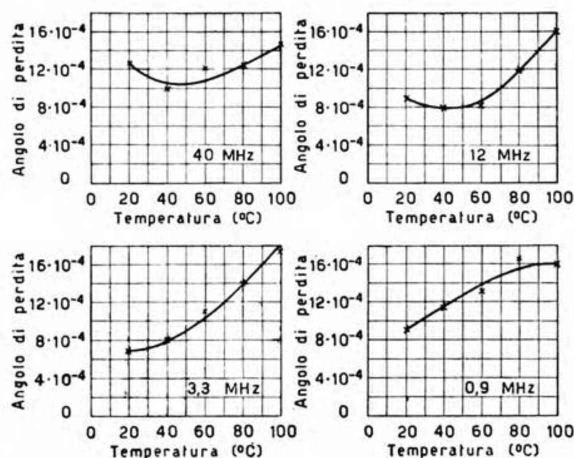


Fig. 2. — Andamento dell'angolo di perdita in funzione della temperatura per un materiale ceramico.

Con provini aventi capacità di circa 30 $\mu\mu F$ possono venir misurati angoli di perdita δ fino al valore massimo corrispondente a tg $\delta = 0{,}035$ e con minore precisione fino a quello corrispondente a tg $\delta = 0{,}1$. Per ottenere buona precisione nei risultati è della massima importanza che il decremento del circuito di misura venga ridotto al minimo; è stato possibile ridurlo al valore di 0,008. Gli autori ritengono che la precisione assoluta delle misure di angoli di perdita sia probabilmente inferiore a $\pm$ 0,0001.

La figura 2 mostra i risultati ottenuti a varie frequenze su un materiale ceramico.

G. H.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

A. A. Oswald — **Sistema radiotelefonico ad onda corta con una sola banda laterale.** (Proc. I. R. E., dicembre 1938, XXVI, 12, pag. 1431-1454, con 9 fig.).

A. A. ROETKEN — **Ricevitore per sistema radiotelefonico ad onda corta con una sola banda laterale.** (Proc. I. R. E., dicembre 1938, XXVI, 12, pag. 1455-1465, con 9 fig.).

In seguito a risultati favorevoli di prove preliminari sono stati attuati tre circuiti radiotelefonici ad onda corta, con trasmissione di

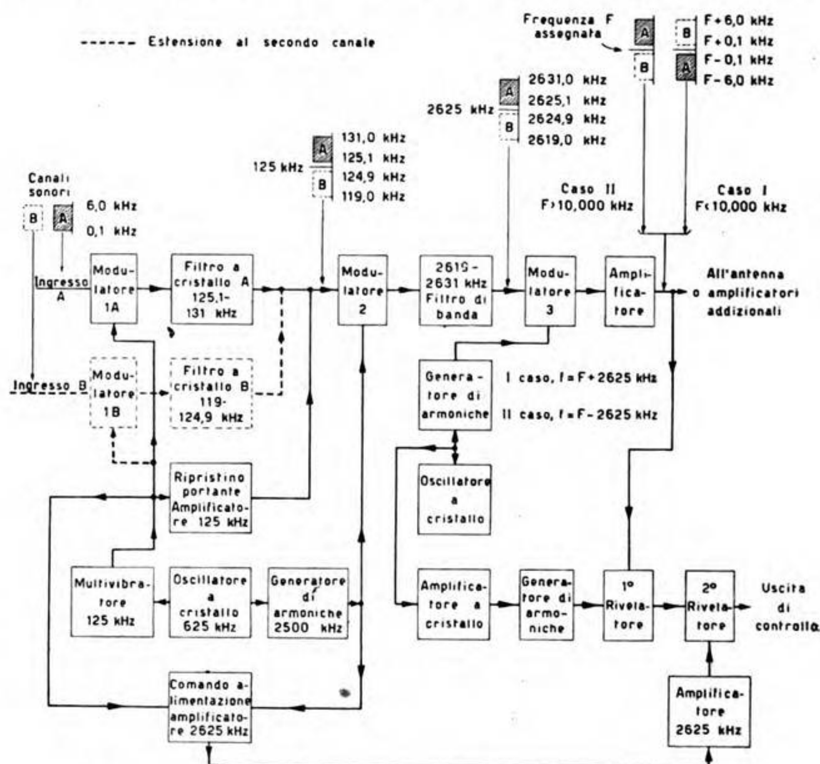


Fig. 1. — Schema del trasmettitore ad una sola banda laterale.

una sola banda laterale unitamente alla portante attenuata; due di essi collegano l'America all'Inghilterra ed uno l'America con le isole Hawaii. Il complesso dell'apparecchiatura è stato studiato in modo da poter utilizzare le due bande laterali per due comunicazioni distinte; ma tale possibilità non viene, per ora, sfruttata.

L'uso di filtri a quarzo, consentendo di ottenere selettività elevatissime, permette di separare le bande laterali senza gravi difficoltà, se la detta separazione è fatta ad una frequenza intorno a 100 kHz. La conversione da questa frequenza a quella effettivamente usata per la trasmissione, e viceversa, viene effettuata nel modo convenzionale.

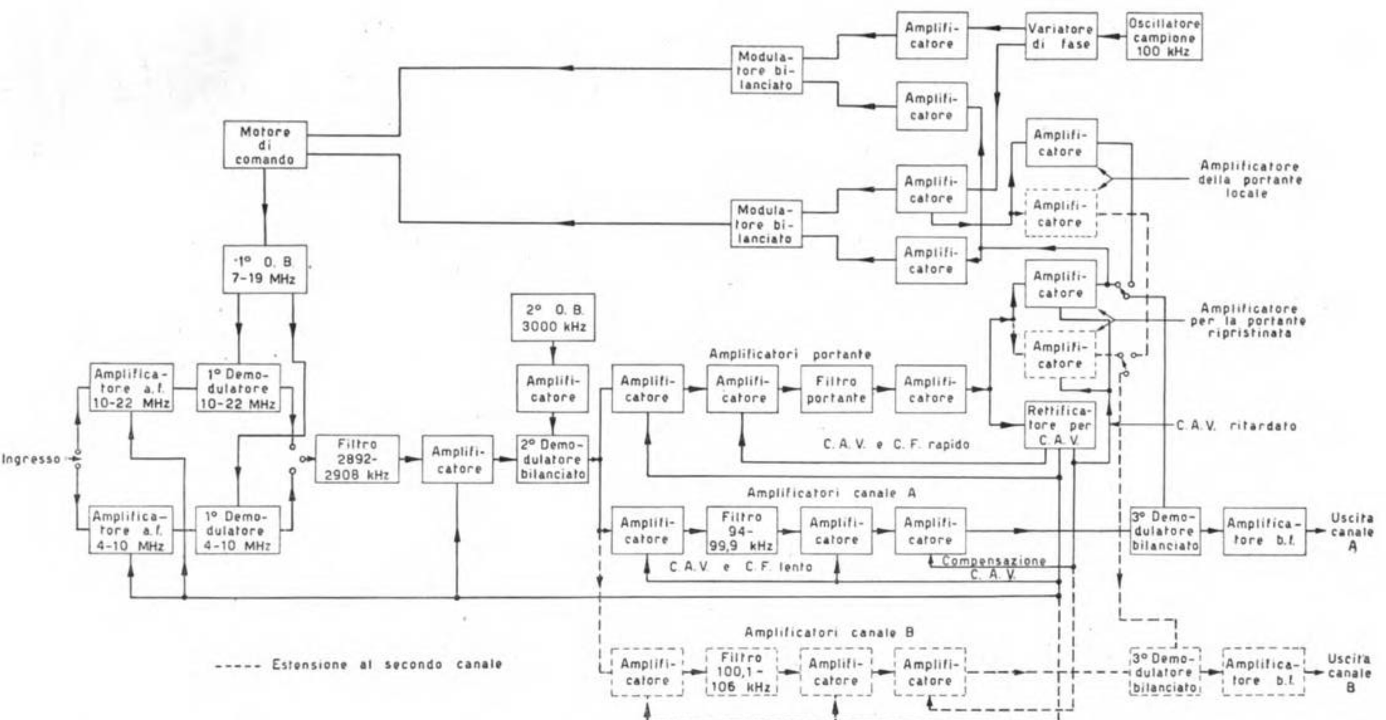


Fig. 2. — Schema del ricevitore ad una sola banda laterale (*O. B.* - oscillatore bilanciato; *C. A. V.* - comando automatico di volume; *C. F.* - comando di frequenza).

In trasmissione, si parte da una portante di 125 kHz che viene modulata; con un opportuno filtro si isola la banda laterale richiesta, si ripristina la portante e si effettua una prima conversione di frequenza a 2625 kHz. Con altri filtri, allo scopo studiati, si eliminano le frequenze di combinazione non desiderate, e, mediante un secondo cambiamento di frequenza, si raggiunge la frequenza di trasmissione, che può essere fatta variare senza difficoltà tra 4 e 22 MHz (fig. 1).

In ricezione, una prima conversione di frequenza riduce la portante a 2900 kHz ed una successiva a 100 kHz; a questa frequenza, la banda laterale desiderata e la portante sono separate, amplificate e quindi ricombinate in un opportuno rivelatore (fig. 2).

Vengono pure fornite le curve di risposta dei filtri usati nel ricevitore e nel trasmettitore. Particolarmente interessante è il filtro destinato a separare la portante nel ricevitore; esso è un passa-banda, con frequenza media passante di 100 kHz e banda passante di 40 Hz, il quale dà 65 dB di attenuazione per uno scarto di $\pm$ 100 Hz.

Nel ricevitore sono anche da notare il comando automatico di frequenza e il comando automatico di volume. Il primo deve mantenere la frequenza dell'oscillatore locale ad un valore tale che, dopo il secondo cambiamento di frequenza, si ottenga una portante di 100 kHz con una tolleranza inferiore a 5 Hz. Per questo scopo i circuiti elettrici normali sarebbero insufficienti; si è quindi ricorso ad un motore polifase che aziona il condensatore variabile del primo oscillatore locale. Tale motore è comandato dallo sfasamento tra la portante in arrivo, alla frequenza che essa assume dopo i due cambiamenti di frequenza, e un oscillatore locale campione accordato su 100 kHz. Il sistema fornisce una precisione di 2,5 Hz e funziona soddisfacentemente anche quando la portante in arrivo ha forti ed improvvise evanescenze. La regolazione automatica di volume comprende un circuito a piccola costante di tempo, per il comando dell'amplificazione della portante, e un circuito a grande costante di tempo, per quello dell'amplificazione delle bande laterali; un circuito compensatore comanda l'amplificazione a valle del punto ov'è ricavata la tensione di regolazione del comando automatico stesso.

Costruttivamente, trasmettitori e ricevitori sono montati in un certo numero di pannelli disposti uno sopra l'altro nel modo abituale.

G. C.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

W. C. Jones — **Apparecchi per i nuovi impianti telefonici.** (Bell S. T. J., luglio 1938, XVII, 3, pag. 338-357, con 10 fig.).

Gli elementi più notevoli dei nuovi apparecchi « Bell System » sono costituiti dal microfono e dal ricevitore.

Il microfono, del tipo a granuli di carbone, è formato da una capsula asportabile; la membrana metallica sensibile agisce direttamente sui

granuli quale organo di pressione, e con essi ha contatto nella sua parte centrale, foggiata a cupola emisferica. Tale forma emisferica consente, per ovvie ragioni di simmetria geometrica, una sensibilità uniforme del microfono nelle diverse posizioni in cui può essere chiamato a funzio-

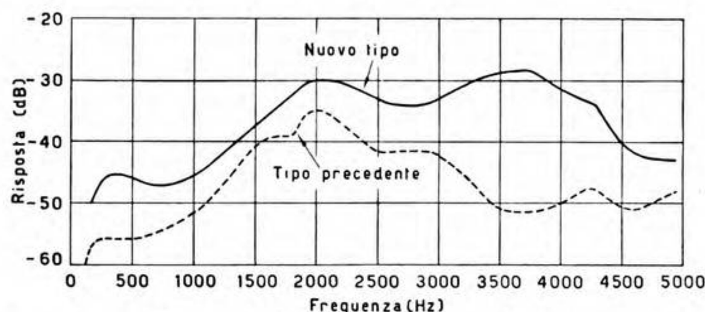


Fig. 1. — Curva di risposta del microfono posto in un campo sonoro di intensità costante: il livello o decibel equivale ad 1 volt, a circuito aperto, per bar.

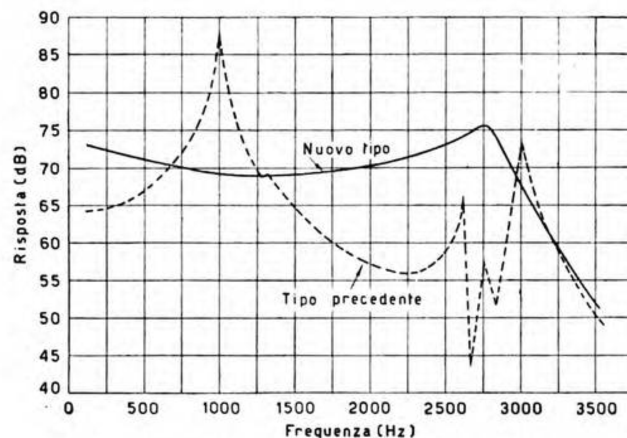


Fig. 2. — Curva di risposta del ricevitore: il livello o decibel equivale ad 1 bar per watt.

nare. Particolare cura è stata posta nel trattamento preventivo dei granuli di carbone allo scopo di ridurre i dannosi effetti dell'invecchiamento, causati soprattutto dallo sfregamento reciproco dei granuli e in seguito ad urti meccanici e durante il riempimento della capsula.

La curva di risposta del microfono, pur avendo due massimi, l'uno a 2000 e l'altro a 3500 Hz, presenta nel complesso una soddisfacente uniformità (fig. 1). Le spiccate qualità adirezionali hanno consentito l'adozione di una forma più aperta dell'impugnatura.

Il ricevitore è del tipo usuale, con membrana vibrante libera, trattenuta in posto dalla sola azione attrattiva del magnete. Particolare studio è stato fatto nella scelta dello spessore della membrana e del-

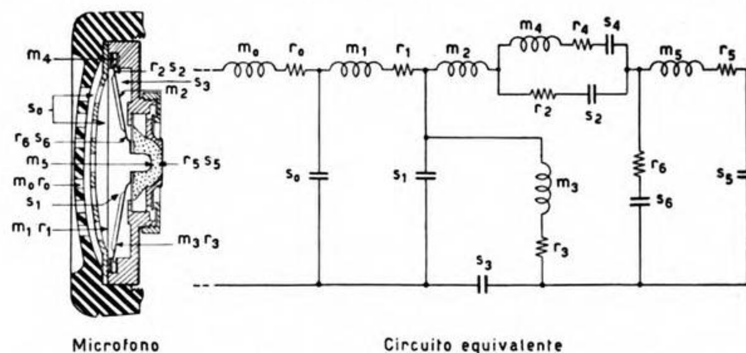


Fig. 3. — Circuito elettrico equivalente del microfono.

l'estensione delle aree polari del magnete. Il diagramma spaziale che mostra il rapporto fra la forza agente e la massa del diaframma, in funzione dello spessore del diaframma e dell'area dei poli, ha permesso di determinare le migliori condizioni di funzionamento e di dimensionare

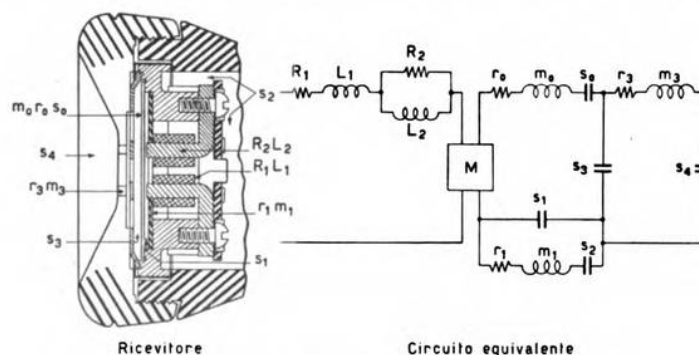


Fig. 4. — Circuito elettrico equivalente del ricevitore.

così la parte vibrante ed il magnete in corrispondenza del massimo del rapporto suddetto. Tra il diaframma e la cavità, dove sono allogate le bobine ed i magneti permanenti, è stata introdotta una resistenza acustica costituita da un disco di seta preparata in modo speciale.

Tale ricevitore fornisce una risposta soddisfacente costante sino a frequenze di 3000 Hz (fig. 2).

È inoltre da notarsi il fatto che, in sede di progetto, si sia sostituito all'apparecchio acustico uno schema elettrico equivalente, il quale è

rappresentato, per il microfono, in figura 3 e, per il ricevitore, in figura 4. Il calcolo delle caratteristiche compiuto per mezzo dello schema elettrico equivalente si è rivelato molto aderente alla realtà in quanto aveva previsto una curva di risposta assai prossima a quella rilevata sperimentalmente.

Il confronto fra le curve di risposta, misurate, dei vecchi apparecchi e quelle dei nuovi (fig. 1 e 2) permette di concludere che il progresso attualmente raggiunto risulta di notevole entità.

T. L.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

M. E. STRIEBY — **Cavi coassiali per trasmissioni di televisione.** (Bell S. T. J., luglio 1938, XVII, 3, pag. 438-457, con 16 fig.).

Le caratteristiche delle trasmissioni telefoniche sul cavo coassiale New York-Philadelphia sono già note; si riferisce, ora, circa gli esperimenti di trasmissione televisiva, recentemente effettuati su di esso. Si tratta di un doppio cavo coassiale con filo centrale isolato mediante dischi di ebanite e conduttore esterno formato di nastri di rame sovrapposti. Due bicoppie normali accompagnano le coppie coassiali per la trasmissione delle frequenze basi e per i servizi ausiliari. I ripetitori sono istallati a circa 20 km di distanza, e dànno un'amplificazione uniforme nella banda compresa tra 60 e 1000 kHz.

La trasmissione ha luogo a partire da immagini cinematografiche registrate su pellicola normale, l'analisi viene effettuata alla velocità di 24 fotogrammi al secondo con la finezza di 240 righe per ciascuna immagine, la banda di frequenze si estende da 0 a 860 kHz. L'organo di analisi è costituito da un grande disco di Nipkow munito di lenti. Mediante una doppia modulazione la banda di frequenze trasmessa viene innalzata di circa 120 kHz, ciò che consente tra l'altro di trasmettere anche il segnale di frequenza zero (intensità di sfondo dell'immagine).

Il ricevitore comporta uno speciale tubo catodico ad alta fedeltà nel quale le distorsioni di natura elettronica sono ridotte ad un valore minimo.

I risultati ottenuti sono dichiarati soddisfacenti sotto ogni punto di vista. Ulteriori perfezionamenti in corso mirano a raggiungere un allargamento della banda sino a 2 MHz.

T. L.

TUBI ELETTRONICI.

W. E. BENHAM — **Contributo alla teoria dei tubi e degli amplificatori.** (Proc. I. R. E., settembre 1938, XXVI, 9, pag. 1093-1170, con 6 fig.).

Il lavoro contiene: una discussione dei valori del coefficiente di amplificazione di un triodo; lo sviluppo per la determinazione analitica

della distorsione di seconda e terza armonica, e della distorsione per intermodulazione; un'estensione ai circuiti non lineari del metodo di calcolo fondato sulla rappresentazione delle grandezze sinusoidali mediante i numeri complessi; ed in ultimo una lunga esposizione della teoria del funzionamento dei tubi alle alte frequenze, tenendo conto delle distorsioni non lineari.

Un'analisi rigorosa del campo elettrostatico nell'interno di un triodo freddo, analisi fondata sulle espressioni date dal Maxwell per il campo di una griglia, conduce a dimostrare che il diodo equivalente ha una distanza anodo-catodo maggiore di quella griglia-catodo del triodo e determinabile in modo esatto. Risulta pure che la disuniformità del campo dovuta ai fili della griglia non raggiunge il catodo neppure se la distanza tra i fili di griglia è eguale a quella griglia-catodo. La stessa via conduce ad una più esatta determinazione del coefficiente di amplificazione e della capacità anodo-catodo.

Quando il triodo funziona con un circuito anodico di impedenza z_1, la cui componente reale sia r, conviene definire la resistenza anodica r_p come rapporto tra la tensione $E_p - r\, I_p$ e la corrente continua anodica I_p, essendo E_p la tensione continua anodica. Allora, proseguendo sulla via intrapresa, si trova che il valore del carico, corrispondente alla massima potenza di uscita, è definito dalla relazione:

$$r_p = z_1 + 2\, z_1 \frac{dr_p}{dz_1}\,.$$

Per sviluppare una teoria semplice delle distorsioni non lineari viene fatto largo uso di alcune formule le quali consentono, come si è detto, di estendere l'uso dei numeri complessi al caso di circuiti non lineari. Non si tratta di una teoria, ma di poche espressioni, che sembrano piuttosto tentativi, suscettibili di essere ulteriormente estesi e inquadrati in una trattazione generale. Certamente, i calcoli per la determinazione delle armoniche, e dei termini di intermodulazione e di modulazione incrociata, appaiono molto semplificati; ma resta, per ora, il dubbio che la semplificazione non sia sostanziale.

Seguendo i concetti precedentemente sviluppati si espone la teoria dei diodi in alta frequenza, giungendo ad esprimere l'ampiezza dell'armonica ennesima di corrente in funzione dei soli tempi di transito, corrispondenti a tutte le armoniche di ordine inferiore. La teoria generale è applicata a vari casi particolari, nei quali essa conduce a risultati concordanti con quelli di teorie più semplici, ed in fine anche ai triodi riceventi ed al calcolo dei prodotti di modulazione, con conseguenze che sarebbe interessante veder verificate dall'esperimento.

R. S.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

O. ZINKE. — *Hochfrequenzmesstechnik.* — S. Hirzel, Leipzig, 1938. — Un volume di XII-216 pagine, con 115 figure. — Prezzo R. M. 14.

Il volume fa parte della serie « Physik und Technik der Gegenwart », nella quale sono già apparse opere assai pregevoli nel campo delle comunicazioni elettriche: basti ricordare i trattati del Feldtkeller e del Groos.

Il libro si occupa dei metodi e delle apparecchiature adatti alle misure a radiofrequenza delle seguenti grandezze: corrente, tensione, potenza, frequenza, distorsione, modulazione di ampiezza e di frequenza; e include inoltre le misure su elementi di circuito e quelle sulle linee e sui cavi. Esso non comprende invece le misure sulle stazioni trasmittenti, sopra gli apparecchi riceventi, sui tubi elettronici, sulle antenne e le misure di intensità di campo, la cui trattazione è preannunciata in altre opere della stessa serie di pubblicazioni.

Ognuno degli argomenti ora detti è preceduto da una breve descrizione dei rispettivi campioni di riferimento e dalla esposizione dei principi scientifici della misura. Il ricorso a relazioni matematiche è limitato allo stretto necessario; la loro interpretazione è sovente facilitata dall'uso di schemi equivalenti. Il testo è largamente corredato di grafici e di figure, assai bene scelti per lo scopo di illustrare l'applicazione pratica dei metodi e delle apparecchiature, il loro uso più opportuno e gli errori a cui si può andare incontro.

Di particolare utilità riescono i numerosi dati pratici, riguardanti gli schemi di circuito, il dimensionamento e la esecuzione costruttiva di parti costituenti le apparecchiature. Il volume offre dunque un aiuto notevole specialmente a chi, operando in laboratorio, ha bisogno di completare la propria preparazione teorica con dati tecnologici relativi alle apparecchiature che deve usare o costruire.

Nonostante lo sforzo palese di dare carattere di completezza agli argomenti trattati in uno spazio relativamente ristretto, l'esposizione è di una chiarezza non comune. Lo stile semplice e conciso facilita la lettura anche da parte di un lettore non tedesco.

G. H.

***

W. Buerck. — *Akustische Rückkopplung und Rückwirkung.* — K. Triltsch, Würzburg, 1938. — Un volume di IV-56 pagine, con 37 figure. — Senza indicazione di prezzo.

La reazione acustica avviene quando una parte dell'energia sonora irradiata da un altoparlante va a colpire un elemento capace di avere azione microfonica nel circuito che alimenta l'altoparlante stesso.

È noto che, come caso limite, la reazione acustica porta all'autoeccitazione del sistema; si producono in tal caso i caratteristici fischi ed urli. Per altro, anche prima di questo caso limite, la reazione acustica modifica profondamente la curva di frequenza del complesso.

Sia mediante una semplice trattazione matematica, sia sperimentalmente, si constata che la curva di frequenza, deformata dalla reazione acustica, assume una caratteristica forma dentellata. Il fenomeno ha qualche analogia con l'effetto di riverberazione delle sale; nel volumetto una bella serie di oscillogrammi illustra l'analogia fra i due fenomeni.

Grande interesse offre lo studio dei transitori all'introduzione ed all'esclusione istantanea di suoni sinusoidali; il caso semplice d'inizio o d'interruzione di suoni aventi frequenze corrispondenti a massimi o minimi della curva di frequenza è oggetto di esame particolareggiato.

Quando si passa a considerare la reazione acustica in sistemi più complessi, come quelli in cui il suono reattivo giunge all'organo avente azione microfonica per vie diverse, poste in parallelo, o quelli nei quali l'amplificatore non è lineare, sia perchè contiene elementi non lineari (per esempio raddrizzatori a ossido di rame), sia perchè è un amplificatore regolato dinamicamente, la trattazione matematica diventa più complicata; anzi si può dire che la soluzione pratica è possibile soltanto in casi particolari. Interessanti oscillogrammi accompagnano lo studio di questi fenomeni di meno semplice interpretazione.

È interessante infine osservare che la deformazione della curva di frequenza, determinata dalla reazione acustica, naturalmente se contenuta entro limiti tali da non produrre l'autoeccitazione del sistema, dà all'orecchio la sensazione illusoria che la sala abbia un tempo di riverberazione più grande del vero.

S. To.

***

J. Kammerloher. — *Hochfrequenztechnik.* II Band: *Elektronenröhren und Verstärker.* — C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Leipzig, 1939. — Un volume di XV-326 pagine, con 290 figure. — Prezzo R.M. 11,50.

Nella prima parte del volume vengono ricavate, dalle leggi dell'emissione termoionica e del movimento degli elettroni nei campi elettrici e

magnetici, le proprietà generali dei tubi elettronici ordinari e dei magnetron. Ai tubi con più di tre elettrodi viene dedicato un capitolo notevolmente più esteso di quelli che ad essi riservano i più noti trattati della materia: vi sono raccolte le nozioni essenziali per comprendere le svariate applicazioni di tali tubi nella tecnica delle radioricezioni.

Nella seconda parte viene detto in generale dell'amplificazione di tensioni di ampiezza relativamente piccola e di ampiezza relativamente grande; per quest'ultimo caso, la trattazione prescelta è quella grafica, che permette di descrivere in maniera precisa il fenomeno con mezzi particolarmente semplici, e consente di calcolare facilmente e con esattezza notevole le distorsioni introdotte dal tubo.

Codeste considerazioni generali vengono, nella terza parte del volume, applicate al caso particolare degli amplificatori di frequenze acustiche, con stadio finale di classe A e di classe B, dei quali viene svolto il calcolo completo, con speciale riguardo al proporzionamento dei trasformatori occorrenti nella loro costruzione.

Il volume, compilato con molta cura, si presenta come una buona guida per apprendere il funzionamento generico, ed approfondire una delle più interessanti applicazioni pratiche, dei tubi elettronici. Facilitano la comprensione del testo, per altro in se stesso assai chiaro, gli esempi numerici bene scelti e compiutamente svolti, le numerose figure, l'eccellente presentazione tipografica.

Occorre in fine rilevare, che il carattere autonomo della materia consente che il libro si legga senza dover fare riferimento al precedente volume del medesimo trattato, del quale fu data notizia a suo tempo (1).

E. Cr.

***

Fernseh A. G. Hausmitteilungen aus Forschung und Betrieb der Fernseh Aktiengesellschaft, Berlin. — Volume I, numeri 1 e 2, agosto e dicembre 1938. — Berlin-Zehlendorf, Goerzallee. — Due fascicoli di 64 pagine complessive, con numerose figure.

A somiglianza di molte altre ditte costruttrici di apparecchi per comunicazioni elettriche, anche la « Fernseh A. G. » di Berlino si è fatta editrice di una rivista, che apparirà con un ritmo per ora non preordinato. La pubblicazione ha lo scopo di rendere noti ai tecnici ed agli studiosi i lavori di ricerca svolti nei laboratori della società e di descrivere le attuazioni pratiche eseguite nelle sue officine.

In questi due primi fascicoli — che si presentano in una veste editoriale molto attraente — sono raccolti contributi di notevole interesse per chi si occupa di televisione. Sembra opportuno, per dare

(1) A. F., 1936, V, p. 682.

un'idea del tenore e della importanza della rivista, di riassumerne qui il contenuto.

Nel primo fascicolo, una comunicazione di E. Schwartz, H. Strübig e H. W. Paehr tratta della generazione del fascio elettronico nei grossi tubi catodici per proiezioni; studia l'influenza esercitata sulla conformazione del fascio e sulle caratteristiche di regolazione del tubo dalla forma, dalla posizione e dalla natura degli elettrodi del sistema generatore; espone i criteri secondo i quali sono stati progettati e costruiti tubi per tali usi. Segue un articolo di F. Below che enuncia le condizioni alle quali deve soddisfare un dispositivo atto a sincronizzare, nei trasmettitori di televisione, sulla frequenza della rete di alimentazione i generatori degli impulsi di riga e di immagine; e descrive vari schemi di circuiti che a tali condizioni soddisfano. H. Bähring svolge poi una teoria dei fenomeni transitori in circuiti contenenti induttanza costante e resistenza ohmica variabile in funzione della corrente, e ne applica i risultati ad alcuni tipi di tubi elettronici. Infine K. Thöm descrive un recente tipo di analizzatore a disco per pellicole, e W. Dillenburger un radioricevitore per proiezione su schermo di 1,5 m^2 di superficie.

Nel secondo fascicolo sono la descrizione, di F. Rudert, di un piccolo ricevitore per televisione provvisto di un tubo che ha lo schermo di 28 cm di diametro, e quella, di K. Thöm, di un analizzatore universale a disco, presentato all'ultima esposizione della radio a Berlino: questo consente l'analisi simultanea, a 441 righe alternate, della figura di una persona che conversa, di una pellicola e di una diapositiva. H. Schmidt riferisce su di un metodo per la misura della frequenza di correnti corrispondenti ad onde di qualche decimetro e ne descrive l'applicazione allo studio della stabilità di oscillatori a triodo od a magnetron. H. Bähring svolge la teoria della deviazione magnetica del fascio elettronico e ne stabilisce, con confronti sperimentali, i limiti di validità pratica. E. Schwartz deduce la forma e la posizione più opportuna per un sistema di accelerazione supplementare del fascio elettronico, esamina i dispositivi adottati in pratica e mostra i perfezionamenti che ad essi è possibile apportare. Infine H. W. Paehr descrive i metodi per la misura dei raggi X, che nascono nei grossi tubi catodici per proiezione, ed i procedimenti e le precauzioni che occorre adottare nell'esercizio degli stessi per evitare danni alle persone.

E. Cr.

Vol. VIII - N. 4 Aprile 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. VIII - N. 4 Aprile 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VIII - N. 4 Aprile 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT





ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. VIII - N. 5 (PUBBLICAZIONE MENSILE) MAGGIO 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

VOL. VIII MAGGIO 1939-XVII N. 5

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Vol. VIII Maggio 1939-XVII N. 5

ALTA FREQUENZA

" La " normale.

« Quantunque i vantaggi della normalizzazione del « la » siano meno evidenti per la massa degli uditori che per coloro i quali praticano o servono l'arte della musica, non si deve apprezzare poco l'importanza della riunione di rappresentanti di un gran numero di paesi per discutere una questione che riguarda così da vicino il dominio dell'estetica. L'attuazione di un accordo generale sui principi e sui metodi per applicarli costituirà un fatto incoraggiante in questo periodo in cui tutti gli spiriti sono un po' tesi ».

Con queste parole il Direttore Generale della « British Broadcasting Corporation », Cecil Graves, ha porto il benvenuto in « Broadcasting House », l'11 maggio, ai delegati partecipanti al convegno di Londra per la normalizzazione della nota di accordo delle orchestre. Di codesta riunione, nonchè dei motivi e delle conclusioni di essa, diamo notizia alla fine del presente fascicolo.

Ma anche una delle raccolte di dati sperimentali, che hanno servito di base ai suoi lavori, siamo oggi lieti di poter pubblicare. Sono i risultati delle misure compiute dall'ingegnere MADELLA presso l'I. E. N. di Torino, appunto per determinare — a insaputa degli esecutori di pezzi musicali — la frequenza della nota di accordo da loro adottata.

Misure il cui carattere può apparire un po' misterioso e sfuma leggermente nell'avventura. Ma misure che hanno avuto un buon rigore scientifico, il pregio di un'utilità immediata e — quel che non guasta — la conferma dell'identità di risultati con prove eseguite da altri sperimentatori, indipendenti e lontani. Anche le più recenti fra queste i lettori troveranno descritte nella rivista (1), onde potranno di tutta l'attraente e recentissima questione formarsi un quadro completo ed aggiornato.

(1) B. VAN DER POL a. C. C. J. ADDINK: Orchestral pitch: a cathode-ray method of measurement during a concert - Wir. World, 1939, XLIV, p. 441; A. F., 1939, VIII, p. 325 (in questo stesso fascicolo).

Radiotelemetria.

Il problema di utilizzare le onde hertziane per l'esplorazione notturna e per la misura delle distanze è certamente di quelli che hanno, fin dai primordi della radiotecnica, maggiormente ispirato la fantasia degli inventori, per cui la proposta di studiare apparecchi rivelatori a scopo specialmente militare o navale, adoperanti le onde riflesse, è periodicamente riaffiorata, e con insistenza sempre maggiore. Ma, fra la semplice ed ovvia idea di usare le onde elettromagnetiche, e la costruzione di apparecchi praticamente utili, è rimasta finora una barriera, costituita in parte dalla scarsa conoscenza dei punti scientifici della questione, e in parte dalla mancanza dei mezzi tecnici adeguati.

A rigor di termini, sarebbero già da considerare come « rivelatori di ostacoli » e « radiotelemetri » gli apparecchi da gran tempo in uso per la sonda radioatmosferica, poichè essi utilizzano precisamente onde riflesse per denunziare l'esistenza degli strati ionizzati e misurarne l'altezza; questi apparecchi risolvono per altro un problema relativamente semplice. Gli alti strati costituiscono ostacoli di enormi dimensioni, che rinviano ingenti quantità di energia, e la loro distanza è così grande, che i ritardi risultano dell'ordine di 10^{-3} secondi; onde la ricezione e la separazione degli echi risultano assai agevolate. I radiotelemetri invece, destinati a scopi di navigazione marittima ed aerea, si trovano di fronte ad un gruppo di problemi assai più complicato, poichè devono operare su ostacoli piccoli e generalmente numerosi, a distanze brevi, e ciò più specialmente quando si tratti di apparecchi per uso militare.

Il professore TIBERIO ha discusso estesamente il problema del radiotelemetro e ne ha proposto una soluzione che, per il rigore del procedimento deduttivo e per l'aderenza alle necessità della pratica, sembra destinata a superare la barriera che tuttora separa il desiderio dei tecnici dall'attuazione sperimentale. La lettura del lavoro che pubblichiamo dà l'impressione che il problema sia, come suol dirsi, maturo; di ciò è conferma il fatto che da varie fonti vengono annunciati apparecchi misuratori di altezza per aeroplani, basati su principio analogo a quello qui enunciato ([2]).

([2]) S. MATSUO: A direct-reading radio-wave-reflection-type absolute altimeter for aeronautics - Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 848; A. F., 1939, VIII, p. 328 (in questo stesso fascicolo).
L. ESPENSCHIED a. R. C. NEWHOUSE: A terrain clearance indicator - Bell S. T. J., 1939, XVIII, p. 222; A. F., 1939 VIII, p. 329 (in questo stesso fascicolo).

Questo contemporaneo apparire della stessa proposta da più parti è un fenomeno non raro, ed in genere sottolinea l'estendersi della ricerca scientifica ad un nuovo settore. Esso si spiega benissimo e conferma che la soluzione affiora soltanto allorchè il problema ha raggiunto una certa maturità. Anche a proposito dei ritrovati tecnici può dirsi ciò che è stato autorevolmente scritto testè sul lavoro dei fisici: « Le scoperte nel campo della fisica si verificano, quando il tempo per compierle è maturo, e non prima; la scena è pronta, l'istante è giunto e l'evento accade: il più delle volte in luoghi molto distanti, quasi nello stesso momento » (3).

Fra il lavoro del Tiberio e quelli citati avanti esiste senza dubbio analogia di principio. La discussione che pubblichiamo nel presente fascicolo, e l'apparecchiatura che l'autore si riserva di descrivere in una prossima nota, si presentano per altro come qualcosa di particolarmente completo ed affinato. Ciò del resto è naturale, perchè il problema del radiotelemetro è assai più delicato che non quello del radioaltimetro. Se ne può avere riprova dal fatto, che quantunque già da quattro anni la questione sia stata dall'autore affrontata, studiata e man mano risolta nei suoi aspetti teorici e pratici, soltanto ora egli è in grado di darne alla letteratura tecnica le prime notizie. A questo modo però ha già potuto raccogliere quell'esperienza sperimentale, che invece di lasciare al ritrovato il carattere di semplice frutto di una speculazione teorica, dà all'opera l'appoggio insostituibile dell'attuazione concreta.

LA REDAZIONE.

(3) C. J. Davisson: The discovery of electron waves - Bell. S. T. J., 1938, XVII, p. 475.

RILIEVI DELLA NOTA DI ACCORDO DI ORCHESTRE

GIOVANNI BATTISTA MADELLA

La frequenza del la_3, *nota di riferimento rispetto alla quale vengono accordati gli strumenti musicali, ha subito notevoli variazioni negli ultimi secoli, con tendenza generale ad aumentare, e presenta attualmente valori sensibilmente diversi da luogo a luogo.*

Si riassumono i principali inconvenienti che derivano da tale situazione, e gli sforzi che vari enti stanno attualmente compiendo per giungere ad un accordo internazionale che unifichi la frequenza del la_3 *e ne eviti un ulteriore aumento.*

Si descrive il metodo seguito per effettuare alcune misure tendenti ad accertare su quale frequenza si accordano attualmente vari complessi musicali italiani, e si riportano i risultati ottenuti.

1. - Sono noti i rapporti che legano le frequenze delle varie note di una scala musicale. Gli strumenti musicali vengono accordati assumendo come riferimento il così detto la_3, che corrisponde, ad esempio, al la che si trova verso il centro della tastiera di un pianoforte. La frequenza di tale nota di riferimento è stata finora tutt'altro che costante.

Dall'esame degli strumenti antichi si può dedurre che verso il principio del XVIII secolo essi fossero accordati su di una frequenza dell'ordine di 405 Hz. In sèguito tale frequenza è stata aumentata continuamente, tanto che verso la metà del secolo scorso aveva raggiunto, in alcuni paesi, valori anche superiori a 465 Hz. Ciò comporta vari inconvenienti, che si possono così riassumere:

a) impossibilità per i cantanti di eseguire brani musicali che già originariamente contenessero note molto elevate;

b) necessità di modificare la costruzione di alcuni strumenti musicali per rendere possibile l'innalzamento del tono;

c) alterazione del carattere musicale dei pezzi eseguiti.

È da notare inoltre, che la mancanza di unità è evidentemente sfavorevole agli scambi di cantanti e di strumenti fra stato e stato, cui si sono aggiunti nell'ultimo decennio gli attivi scambi di programmi radiofonici.

Per cercare di porre rimedio a tali inconvenienti, già nel 1883 veniva tenuto a Vienna un congresso internazionale, che fissava per il la_3 la frequenza di 435 Hz. Non si sono per altro raggiunti i risultati sperati, perchè non tutti gli stati hanno aderito alle decisioni di tale congresso, e perchè anche negli stati aderenti è mancato un controllo che facilitasse il rispetto, da parte delle orchestre, delle decisioni prese.

In considerazione di tale stato di fatto, e per iniziativa dell'I. S. A. (International Standards Association) è stata convocata a Londra una nuova conferenza internazionale. Tale conferenza, a cui dànno il loro contributo i comitati nazionali di acustica aderenti all'I. S. A., si è proposta di esaminare l'opportunità di consigliare un cambiamento del la normale e di suggerire inoltre i provvedimenti atti a facilitare il rispetto delle decisioni prese, ed i procedimenti più opportuni per esercitare eventuali controlli.

2. - Era noto da tempo che le orchestre tendevano ad accordarsi su frequenze superiori a quella di 435 Hz fissata dall'accordo di Vienna,

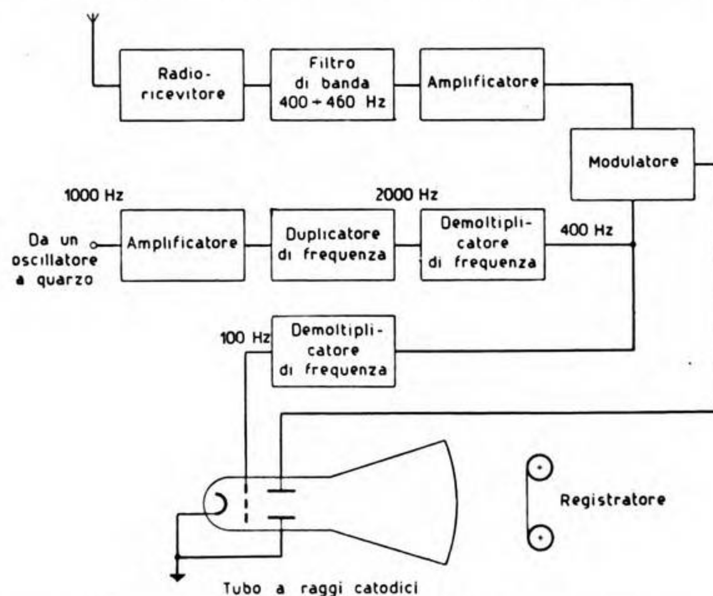


Fig. 1. — Schema di principio dell'apparecchiatura per la misura della frequenza di accordo mediante le radiotrasmissioni.

ma solo recentemente i perfezionamenti raggiunti nelle misure di frequenza hanno permesso di ottenere dati precisi. Ricerche sistematiche sono state eseguite presso vari laboratori, approfittando della possibilità

di estendere le misure a qualunque esecuzione musicale, che venga radiodiffusa.

Una serie di misure è stata eseguita, per la durata di circa un mese, anche presso la Sezione Elettroacustica dell'I. E. N. G. F. di Torino, che ne era stato richiesto dal Comitato Italiano di Acustica. Si descrive qui brevemente l'apparecchiatura usata a tale scopo e si riportano alcuni risultati.

Il miscuglio di frequenze ottenuto dall'ultimo stadio a bassa frequenza di un radioricevitore (fig. 1) viene filtrato in modo da isolare la gamma 400 ÷ 460 Hz. Contemporaneamente, dal segnale alla frequenza di 1000 Hz attinto dal campione di frequenza dell'Istituto,

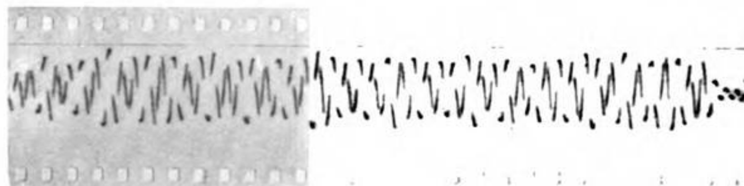


Fig. 2. — Oscillogramma rilevato durante le prove.

viene ricavata mediante moltiplicazione per 2 e successiva demoltiplicazione per 5, una frequenza di 400 Hz. La precisione di tale frequenza, che serve di riferimento per la misura della frequenza incognita, è più che sufficiente allo scopo.

Le due tensioni così ottenute, aventi rispettivamente la frequenza incognita e quella di 400 Hz, vengono applicate ad un modulatore ad ossido di rame; la frequenza battimento, che si ricava in tal modo, viene applicata alle placche di un oscillografo a raggi catodici, e registrata mediante una macchina da presa fotografica.

La registrazione della bassa frequenza del battimento, in confronto con la registrazione diretta della frequenza in esame, offre il vantaggio di permettere un consumo molto ridotto di carta sensibile. Per determinare la velocità di scorrimento di questa, una tensione alternativa di 100 Hz, pure ricavata dal campione di frequenza, viene applicata alla griglia modulatrice del tubo catodico. In tal modo la sinusoide registrata risulta spezzata periodicamente, come appare dalla figura 2, ottenendosi un riferimento per la scala dei tempi.

La precisione conseguibile varia secondo la durata della nota in esame, e si può ritenere mediamente dell'ordine di $\pm$ 0,1 Hz.

Si è tentato anche di applicare alla misura un metodo stroboscopico: mediante una lampada al neon si illumina periodicamente, con la frequenza del battimento in esame, un disco stroboscopico portante varie corone, ciascuna delle quali è formata da un numero diverso di settori, alternativamente bianchi e neri.

Come è noto, una di tali corone appare ferma, quando interceda una determinata relazione fra la velocità angolare del disco, il numero di settori della corona e la frequenza illuminante. Quando si controlli con esattezza la velocità di rotazione del disco, è possibile, osservando quale delle corone appare ferma, determinare senz'altro la frequenza incognita.

Il metodo, di per sè comodo e rapido, presenta l'inconveniente di stancare molto la vista dell'osservatore, cosicchè non è possibile applicarlo per ricerche sistematiche, ed è stato usato soltanto come mezzo ausiliario.

3. - Delle misure eseguite finora, e che si conta di proseguire ulteriormente, la tabella I riporta alcuni fra i più interessanti risultati. Si ritiene di poterne già trarre alcune deduzioni.

TABELLA I.

Data	Trasmissione	Frequenza del la (Hz)		
		minima	più frequente	massima
28-3-'39	Concerto sinfonico	441,4	441,8	442
31-3-'39	Concerto sinfonico		441,9	
31-3-'39	Concerto di violino e pianoforte		437,1	
31-3-'39	Orchestra di musica brillante		438,8	
4-4-'39	Concerto di violino		439,2	
4-4-'39	Concerto sinfonico	439		443
4-4-'39	Opera (« Margherita da Cortona »)	440	440,5	443
5-4-'39	Opera (« Sigfrido »)	439,5	442	444,7
5-4-'39	Concerto sinfonico........		443	
12-4-'39	Concerto sinfonico........		443	
12-4-'39	Concerto di piccola orchestra		442	
12-4-'39	Concerto di pianoforte....		435,5	
12-4-'39	Opera (« Nerone »)........		442	
17-4-'39	Banda di musiche brillanti		440,5	
17-4-'39	Operetta (« Shimmy verde »)		441,5	
17-4-'39	Concerto di arpa.........		440,5	
18-4-'39	Concerto di pianoforte....		434,6	
18-4-'39	Concerto sinfonico........	439,7	442	444,8

Mediamente la frequenza di accordo risulta, secondo quanto era in parte già noto, superiore al valore di 435 Hz. Durante le trasmissioni di opere e di concerti sinfonici, ad esempio, si osservano valori dell'ordine di 442 Hz.

Durante la trasmissione di pezzi eseguiti da pianoforti soli, o da complessi musicali comprendenti pianoforti, ed insieme cantanti o strumenti ad arco, si sono trovate quasi sempre frequenze più basse, spesso vicine al valore di 435 Hz, con scarti minori di 0,5 Hz. Anche durante l'esecuzione di pezzi da parte di orchestre, si sono notate sporadicamente note più basse di 2 o 3 Hz rispetto al valore medio su cui era accordata l'orchestra.

Questi risultati si spiegano facilmente pensando che nei pianoforti l'accordatura, una volta eseguita con esattezza, si conserva per un certo tempo senza variazioni sensibili.

Gli strumenti a fiato invece, anche se all'inizio esattamente accordati, tendono ad aumentare la frequenza della nota emessa, dopo che si sia incominciato ad usarli, per il riscaldamento prodotto dal fiato del suonatore.

Gli strumenti ad arco, infine, permettono all'esecutore, entro certi limiti, di seguire l'accordo degli altri strumenti, ed un fatto analogo accade per i cantanti.

È da notare che non si è constatato, che la frequenza media di accordo tenda a crescere durante l'esecuzione di un pezzo da parte di un'orchestra, nella misura nella quale generalmente si afferma che ciò accada. Il valore della frequenza del la che viene osservato durante l'accordatura degli strumenti, prima dell'inizio del pezzo, tende a mantenersi come valore medio durante tutta l'esecuzione.

Tale comportamento è stato per ora rilevato in un numero troppo ristretto di casi per poter essere ritenuto di carattere generale, e merita pertanto di essere verificato con ulteriori misure. Si ritiene però opportuno segnalarlo perchè, se confermato, può avere una certa importanza riguardo alla scelta dei provvedimenti atti a modificare la frequenza di accordo.

Torino, aprile 1939-XVII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

MISURA DI DISTANZE PER MEZZO DI ONDE ULTRACORTE (RADIOTELEMETRIA)

UGO TIBERIO

Nella propagazione delle onde ultracorte e delle microonde hanno grande importanza i fenomeni di riflessione e di diffrazione provocati dal suolo e dagli ostacoli, per cui l'onda che raggiunge il ricevitore risulta in generale da più componenti che percorrono vie diverse. Oltre che per gli studi di propagazione, le misure sulle onde riflesse e diffratte hanno importanza anche per la navigazione marittima ed aerea, perchè su di esse è possibile fondare metodi per la rivelazione degli ostacoli, per la misura precisa delle distanze e per determinazioni assai rigorose di velocità istantanea.

In relazione a tali problemi è stato studiato un apparecchio, costituito da un trasmettitore e da un ricevitore abbinati, il quale permette la rivelazione degli echi elettromagnetici con elevata sensibilità, consente di selezionare anche echi molto vicini fra loro e converte in misura di frequenza la misura delle distanze e delle velocità. Il metodo è derivato dal classico procedimento per variazione lineare di frequenza, in uso in alcuni misuratori acustici (ululatori) e adoperato in radiotecnica per determinare l'altezza degli strati ionizzati. La variazione lineare di frequenza del trasmettitore e nella prima eterodina di conversione del ricevitore è ottenuta mediante condensatori speciali, tenuti in rotazione continua da motorini a velocità costante comandati in sincronismo. La presenza degli echi è denunciata da note di battimento di ordine acustico, le quali nascono da interferenza fra le onde riflesse e l'onda diretta; misurando la frequenza di ciascuna nota, per mezzo di un analizzatore d'onda, si determina la distanza del corrispettivo ostacolo riflettente.

In questo articolo è esposta la teoria generale del metodo, con le considerazioni che hanno condotto alla scelta di esso e con i calcoli eseguiti per determinare l'entità pratica degli echi. In articoli successivi si riferiranno altre considerazioni teoriche particolari, lo schema e la descrizione tecnica dell'apparato ed alcuni risultati sperimentali.

La discussione teorica ed i risultati mostrano che le possibilità del metodo sono assai interessanti sia nelle ricerche sulla propagazione, sia nel campo della radiotelemetria navale ed aerea.

1. - Premessa.

Alla conoscenza dei fenomeni, che accompagnano la propagazione delle onde lunghe, medie e corte, hanno apportato un contributo decisivo gli apparecchi per la misura dell'altezza degli strati riflettenti dell'alta atmosfera, ai quali è dedicata una larga parte della letteratura scientifica che tratta di propagazione (1). Potrebbe invece sorgere il dubbio, che l'interesse di questi apparecchi venga a cessare, allorchè dalle onde corte si passa alle ultracorte che non sono sistematicamente riflesse dagli strati ionizzati, dato che nelle pubblicazioni riguardanti la propagazione delle onde ultracorte non si trovano descritti dispositivi del genere (2).

In realtà i fenomeni di rifrazione e riflessione hanno anche nel campo delle onde ultracorte una importanza fondamentale. Il campo elettromagnetico utilizzato in pratica nella ricezione di queste onde è infatti notoriamente somma dei campi parziali dovuti ad un gran numero di raggi percorrenti vie diverse, ed è questa la causa alla quale si attribuiscono molti dei disturbi che si producono nella ricezione televisiva. Così è noto agli sperimentatori, ad esempio, che basta il passaggio di un aeroplano, di un'automobile, o anche semplicemente di una persona, in vicinanza di un ricevitore, per produrre, nella gamma d'onda sotto i cinque metri, marcati effetti di evanescenza.

---

(1) Vedansi, ad esempio:
S. S. Kirby, L. V. Berkner a. D. M. Stuart: Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 481.
F. E. Terman: Measurements in radio engineering - McGraw-Hill, New York a. London, 1935, p. 266.

(2) Ecco un elenco dei principali lavori su questo argomento:
T. L. Eckersley: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 106.
A. Esau a. W. M. Hahnemann: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 471.
L. F. Jones: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 349.
B. Trevor a. P. S. Carter: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 387.
J. C. Schelleng, C. R. Burrows a. E. B. Ferrel: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 427.
C. R. Englund, A. B. Crawford a. W. W. Mumford: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 464.
C. B. Feldman: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 764.
C. R. Burrows, A. Decino a. L. E. Hund: Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 1507.
P. von Handel u. W. Pfister: H. F. Techn. u. El. Ak., 1936, XLVII, p. 182.
R. S. Holmes a. A. H. Turner: Proc. I. R. E., 1936, XXIV, p. 755.
W. Ochmann u. H. Plendl: H. F. Techn. u. El. Ak., 1938, LII, p. 37.
G. Eckart u. H. Plendl: H. F. Techn. u. El. Ak., 1938, LII, p. 44.
G. Eckart: H. F. Techn. u. El. Ak., 1938, LII, p. 58.
A. Lo Surdo, E. Medi e G. Zanotelli: Ricerca Scientifica, 1938, IX-I, p. 475.

Il problema di determinare il numero e la lunghezza di questi raggi è certamente meno semplice di quello che si presenta nella gamma delle onde medie, ove gli ostacoli riflettenti che interessano sono gli strati ionizzati, assai facili a rilevarsi perchè pochi in numero, distanti ed aventi alta efficacia di riflessione. Nel caso nostro, per contro, gli ostacoli interessanti sono numerosi e vicini e portano ciascuno un contributo relativamente piccolo alla formazione del campo risultante. Vi sono però casi in cui la questione si presenta con relativa semplicità; ciò accade, ad esempio, quando la propagazione si svolge sul mare aperto e calmo, e gli echi provengono solo dalle coste e dagli ostacoli compresi nei limiti di portata.

Ai motivi di interesse puramente scientifico, inerenti allo studio della propagazione, il problema ne affianca altri di carattere tecnico, di grande importanza. Sono infatti noti i tentativi, che si vanno compiendo, per valersi delle onde riflesse al fine di rivelare gli ostacoli nella navigazione (³). In questi tentativi i ricercatori si sono sempre preoccupati di fare in modo che il fascio delle onde trasmesse fosse il più ristretto possibile, così da investire un solo ostacolo per volta, e di evitare che il segnale potesse giungere al ricevitore per altra via oltre quella del raggio riflesso. Questa preoccupazione ha condotto ad adoperare a tal fine sempre microonde sui 15 cm, che si possono far convergere in fasci così stretti, da essere utilizzabili con scopi e con una tecnica affini a quelli dei classici rivelatori di ostacoli a raggi infrarossi. Si va così incontro all'inconveniente di dover esplorare soltanto una zona molto ristretta per ogni posizione dei proiettori, e di dover impiegare potenze piccole in trasmissione e rivelatori di sensibilità assai inferiore a quella che è possibile raggiungere nei ricevitori per onde lunghe. Per svincolarsi da queste limitazioni, occorre studiare il problema di rivelare insieme, con la possibilità di selezionarli, un numero rilevante di echi a breve ritardo e di intensità molto piccola.

Con lo scopo di esaminare sperimentalmente tale questione sia dal punto di vista scientifico sia da quello tecnico, si è studiato, da vari anni, un metodo per la rivelazione e per l'esame degli echi a breve distanza su onde ultracorte e, dopo alcune esperienze preliminari, si è costruito a tal fine un apparato, che è ora in corso di prova.

Nel presente lavoro si riferiscono le principali considerazioni che hanno condotto a concretare il metodo, e di questo si dà una schematica descrizione. Articoli successivi tratteranno della costruzione dell'apparecchio e di alcune questioni che ad essa si connettono, delle esperienze preliminari e del programma sperimentale.

(³) Rivelatore di ostacoli S. F. R. D 16 a microonde - A. F., 1936, V, p. 314.
C. W. Rice: G. E. R., 1936, XXXIX, p. 363.

Come è noto dall'acustica (6), ove sorgenti a frequenza variabile sono di uso corrente nelle misure, e dai lavori sulle sonde atmosferiche citati nella nota (5), si ha in tal caso in R un effetto di interferenza tra il raggio riflesso proveniente da O e quello diretto che giunge da T per la via più breve. Il fenomeno diviene particolarmente semplice se la frequenza di T cresce o diminuisce con continuità e con legge lineare; la differenza di fase istantanea fra i due campi, incidenti in R, è infatti:

$$\varphi_{(t)} = \omega_{(t)} \, (\tau'' - \tau') \, ,$$

essendo τ' e τ'' i tempi impiegati dal segnale a giungere da T ad R per le due vie; detta c la velocità di propagazione, supposta per semplicità eguale lungo i due percorsi, si ha con le notazioni della figura 1:

$$\varphi_{(t)} = \omega_{(t)} \frac{\sqrt{4\,d^2 + l^2} - l}{c} = 2\,\pi \frac{\sqrt{4\,d^2 + l^2} - l}{\lambda_{(t)}} \, .$$

Avendo supposto che $\omega_{(t)}$ vari linearmente nel tempo, $\dfrac{\partial \omega_{(t)}}{\partial t} = A =$ $=$ costante, per cui:

$$[1] \qquad \frac{\partial \varphi_{(t)}}{\partial t} = A \, \frac{\sqrt{4\,d^2 + l^2} - l}{c} \, .$$

Il vettore rappresentativo del campo in R risulta dunque dalla composizione di due vettori, di cui uno anticipa, o ritarda, continuamente di fase rispetto all'altro, determinando battimenti la cui frequenza angolare è:

$$\Omega = \frac{\partial \varphi_{(t)}}{\partial t} \, .$$

Essendo A ed l dati dell'esperienza, si può, misurando Ω, ricavare la distanza d dell'ostacolo.

Nella radiotelemetria degli alti strati, i numeri tipici in gioco sono $d = 100$ km, $l = 100$ km e, valore medio di $\omega_{(t)}$, $\omega_m = 30 \cdot 10^6$ rad/s (onda intorno ai 60 m). Per evitare che intervengano effetti di dispersione, ed anche per fare sì che la frequenza non oltrepassi i limiti imposti dalla banda del ricevitore, del quale non sarebbe agevole far variare l'accordo in sincronismo col trasmettitore, l'intervallo di variazione della frequenza è limitato a 20 kHz; la durata di ogni variazione è di 3 s, per cui si ha:

$$\frac{\partial \omega_{(t)}}{\partial t} = A = 2\,\pi \frac{20 \cdot 10^3}{3} = 4{,}2 \cdot 10^4 \ \text{rad/s}^2.$$

(6) Per i fenomeni di interferenza prodotti da suoni « ululati » si confronti: Handbuch der Experimental Physik, XVII, Technische Akustik, I - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934; e più specialmente: J. Brillouin: R. G. E., 1936, XL, p. 434.



Il problema di determinare il numero e la lunghezza di questi raggi è certamente meno semplice di quello che si presenta nella gamma delle onde medie, ove gli ostacoli riflettenti che interessano sono gli strati ionizzati, assai facili a rilevarsi perchè pochi in numero, distanti ed aventi alta efficacia di riflessione. Nel caso nostro, per contro, gli ostacoli interessanti sono numerosi e vicini e portano ciascuno un contributo relativamente piccolo alla formazione del campo risultante. Vi sono però casi in cui la questione si presenta con relativa semplicità; ciò accade, ad esempio, quando la propagazione si svolge sul mare aperto e calmo, e gli echi provengono solo dalle coste e dagli ostacoli compresi nei limiti di portata.

Ai motivi di interesse puramente scientifico, inerenti allo studio della propagazione, il problema ne affianca altri di carattere tecnico, di grande importanza. Sono infatti noti i tentativi, che si vanno compiendo, per valersi delle onde riflesse al fine di rivelare gli ostacoli nella navigazione ([3]). In questi tentativi i ricercatori si sono sempre preoccupati di fare in modo che il fascio delle onde trasmesse fosse il più ristretto possibile, così da investire un solo ostacolo per volta, e di evitare che il segnale potesse giungere al ricevitore per altra via oltre quella del raggio riflesso. Questa preoccupazione ha condotto ad adoperare a tal fine sempre microonde sui 15 cm, che si possono far convergere in fasci così stretti, da essere utilizzabili con scopi e con tecnica affini a quelli dei classici rivelatori di ostacoli a raggi infrarossi. Si va così incontro all'inconveniente di dover esplorare soltanto una zona molto ristretta per ogni posizione dei proiettori, e di dover impiegare potenze piccole in trasmissione e rivelatori di sensibilità assai inferiore a quella che è possibile raggiungere nei ricevitori per onde lunghe. Per svincolarsi da queste limitazioni, occorre studiare il problema di rivelare insieme, con la possibilità di selezionarli, un numero rilevante di echi a breve ritardo e di intensità molto piccola.

Con lo scopo di esaminare sperimentalmente tale questione sia dal punto di vista scientifico sia da quello tecnico, si è studiato, da vari anni, un metodo per la rivelazione e per l'esame degli echi a breve distanza su onde ultracorte e, dopo alcune esperienze preliminari, si è costruito a tal fine un apparato, che è ora in corso di prova.

Nel presente lavoro si riferiscono le principali considerazioni che hanno condotto a concretare il metodo, e di questo si dà una schematica descrizione. Articoli successivi tratteranno della costruzione dell'apparecchio e di alcune questioni che ad essa si connettono, delle esperienze preliminari e del programma sperimentale.

([3]) Rivelatore di ostacoli S. F. R. D 16 a microonde - A. F., 1936, V, p. 314.
C. W. RICE: G. E. R., 1936, XXXIX, p. 363.

2. - Confronto fra il metodo degli impulsi e quello per variazione di frequenza. Metodo adottato.

Per quella che potrebbe chiamarsi la « radiotelemetria » degli strati ionizzati dell'alta atmosfera, vengono adoperati due metodi, inspirati ambedue dalla cura di eliminare, nella rivelazione delle onde riflesse, l'effetto mascheratore che su di esse esercita l'onda diretta, la quale è normalmente assai più intensa.

Il primo consiste (4) nel trasmettere impulsi di breve durata, in modo che non vi sia più onda diretta allorchè giungono le riflesse, così che queste vengono rivelate da sole. Il secondo (5) consiste nel variare, con continuità e con legge lineare, la frequenza del trasmettitore; le differenze fra i ritardi, con cui l'onda diretta e le varie onde riflesse giungono al ricevitore, si traducono in altrettante differenze tra le frequenze; gli echi vengono così rivelati per battimenti con l'onda diretta, i quali si traducono in variazioni di ampiezza e fase rilevabili acusticamente o all'oscillografo.

Nell'avviare la presente ricerca, si sono esaminate con attenzione le possibilità di questi due metodi in relazione al problema che interessa, e si è giunti alla conclusione che conviene meglio il secondo, perfezionato in relazione alle nuove esigenze, al contrario di quel che accade nelle ricerche sull'alta atmosfera, per le quali è risultato più conveniente il metodo degli impulsi.

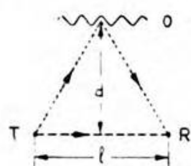


Fig. 1. — Interferenza tra raggio riflesso e diretto in presenza di un ostacolo.

La stratosfera è infatti un mezzo essenzialmente dispersivo, per cui la distanza della superficie equivalente di riflessione varia con la frequenza. Questo fatto costringe, affinchè la grandezza da misurare non abbia a variare troppo durante la misura, a limitare la variazione di frequenza entro una banda molto ristretta, e ciò rende il metodo di impiego difficile e fa sì che i risultati siano di interpretazione poco chiara. Tale difficoltà scompare nella telemetria di ostacoli, dato che la dispersività del mezzo è trascurabile. Altri vantaggi assai notevoli si hanno, inoltre, per effetto dell'elevato valore delle frequenze in gioco.

Allo scopo di precisare questa considerazione, riferiamoci (fig. 1) ad un ricevitore R che riceva una trasmissione di frequenza variabile (pulsazione ω) inviata dal trasmettitore T in presenza di un ostacolo O.

---

(4) G. Breit a. M. A. Tuve: Phys. Rev., 1926, XXVIII, p. 554.
I. Ranzi: Nuovo Cimento, 1931, VIII, p. 98.
J. P. Schafer a. W. M. Goodall: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1131.

(5) E. V. Appleton: Proc. Phys. Soc., 1928, XLI, p. 43.
A. L. Green: Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 324.

Come è noto dall'acustica (6), ove sorgenti a frequenza variabile sono di uso corrente nelle misure, e dai lavori sulle sonde atmosferiche citati nella nota (5), si ha in tal caso in R un effetto di interferenza tra il raggio riflesso proveniente da O e quello diretto che giunge da T per la via più breve. Il fenomeno diviene particolarmente semplice se la frequenza di T cresce o diminuisce con continuità e con legge lineare; la differenza di fase istantanea fra i due campi, incidenti in R, è infatti:

$$\varphi_{(t)} = \omega_{(t)} \, (\tau'' - \tau') \,,$$

essendo τ' e τ'' i tempi impiegati dal segnale a giungere da T ad R per le due vie; detta c la velocità di propagazione, supposta per semplicità eguale lungo i due percorsi, si ha con le notazioni della figura 1:

$$\varphi_{(t)} = \omega_{(t)} \frac{\sqrt{4\,d^2 + l^2} - l}{c} = 2\,\pi \frac{\sqrt{4\,d^2 + l^2} - l}{\lambda_{(t)}} \,.$$

Avendo supposto che $\omega_{(t)}$ vari linearmente nel tempo, $\dfrac{\partial \omega_{(t)}}{\partial t} = A =$ = costante, per cui:

[1] $$\frac{\partial \varphi_{(t)}}{\partial t} = A \, \frac{\sqrt{4\,d^2 - l^2} - l}{c} \,.$$

Il vettore rappresentativo del campo in R risulta dunque dalla composizione di due vettori, di cui uno anticipa, o ritarda, continuamente di fase rispetto all'altro, determinando battimenti la cui frequenza angolare è:

$$\Omega = \frac{\partial \varphi_{(t)}}{\partial t} \,.$$

Essendo A ed l dati dell'esperienza, si può, misurando Ω, ricavare la distanza d dell'ostacolo.

Nella radiotelemetria degli alti strati, i numeri tipici in gioco sono $d = 100$ km, $l = 100$ km e, valore medio di $\omega_{(t)}$, $\omega_m = 30 \cdot 10^6$ rad/s (onda intorno ai 60 m). Per evitare che intervengano effetti di dispersione, ed anche per fare sì che la frequenza non oltrepassi i limiti imposti dalla banda del ricevitore, del quale non sarebbe agevole far variare l'accordo in sincronismo col trasmettitore, l'intervallo di variazione della frequenza è limitato a 20 kHz; la durata di ogni variazione è di 3 s, per cui si ha:

$$\frac{\partial \omega_{(t)}}{\partial t} = A = 2\,\pi \frac{20 \cdot 10^3}{3} = 4{,}2 \cdot 10^4 \text{ rad/s}^2.$$

(6) Per i fenomeni di interferenza prodotti da suoni « ululati » si confronti: Handbuch der Experimental Physik, XVII, Technische Akustik, I - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934; e più specialmente: J. Brillouin: R. G. E., 1936, XL, p. 434.

Introducendo tali valori di A, l, d nella [1], si ricava $\Omega = 17$ rad/s. Il numero dei battimenti, nella durata di ciascuna variazione di frequenza, risulta di 8.

Si vede subito come con un gruppo di cifre di tal genere non sia agevole ottenere una misura precisa della distanza. La piccolezza del numero dei periodi di battimento per secondo fa invero sì che non si possa contarli con grande precisione; inoltre, perchè i battimenti siano chiaramente rivelabili, sia per via acustica con l'aiuto di una nota di supporto, sia per via ottica all'oscillografo, è necessario che i campi interferenti non presentino diverso ordine di grandezza. Da questa seconda circostanza consegue che non si può collocare il ricevitore vicino al trasmettitore, altrimenti l'onda diretta risulterebbe troppo più forte della riflessa, e che è indispensabile avere un segnale riflesso di intensità tale da superare largamente il rumore di fondo.

Nel caso delle onde ultracorte, questo gruppo di cifre cambia in modo da risultare assai più favorevole. Infatti, gli ostacoli riflettenti ed i percorsi elettromagnetici con cui si ha a che fare non dànno luogo, nella maggior parte dei casi, ad effetto dispersivo e questo effetto, anche là dove si manifesta, non è in genere tale da imporre limitazioni molto severe; tanto più che esso è essenzialmente dominato dalla lunghezza d'onda, poichè le variazioni assolute di frequenza, delle quali si ha bisogno, si traducono in questa gamma in variazioni percentuali relativamente piccole. Supponiamo, per fissare le idee, che si tratti di eseguire misure con l'onda di 1,50 m: una variazione di $2 \div 3$ cm sull'onda non introduce dispersione apprezzabile, per cui è perfettamente lecita una variazione di frequenza ampia 3 MHz. Se tale variazione viene ripetuta 10 volte per secondo, posto che l'ostacolo sia alla distanza $d = 5000$ m, e che l sia trascurabile in confronto a d, si ha:

$$\frac{\partial \omega_t}{\partial t} = 1{,}88 \cdot 10^8 \text{ rad/s}^2 .$$

$$\Omega = 6280 \text{ rad/s} ,$$

per cui la frequenza di battimento è 1000 Hz.

Il fatto che i battimenti si succedano a frequenza udibile produce due importantissimi vantaggi. In primo luogo ci si libera dalla limitazione di dover operare con raggi riflesso e diretto di intensità dello stesso ordine; si tratta infatti di un vero e proprio effetto di eterodina fra raggio riflesso e diretto, per cui il primo può essere assai più debole del secondo; anzi la presenza sul rivelatore di una tensione di onda diretta piuttosto forte può agevolare la rettificazione. La sensibilità sale fortemente e diviene dello stesso ordine di quella che si raggiunge nella ricezione telegrafica per eterodina. Il raggio riflesso da rivelare può dunque essere di ampiezza anche minore di quella che corrisponde al livello del rumore di fondo, dato che da questo l'orecchio può separare facil-

2. - Confronto fra il metodo degli impulsi e quello per variazione di frequenza. Metodo adottato.

Per quella che potrebbe chiamarsi la « radiotelemetria » degli strati ionizzati dell'alta atmosfera, vengono adoperati due metodi, inspirati ambedue dalla cura di eliminare, nella rivelazione delle onde riflesse, l'effetto mascheratore che su di esse esercita l'onda diretta, la quale è normalmente assai più intensa.

Il primo consiste (4) nel trasmettere impulsi di breve durata, in modo che non vi sia più onda diretta allorchè giungono le riflesse, così che queste vengono rivelate da sole. Il secondo (5) consiste nel variare, con continuità e con legge lineare, la frequenza del trasmettitore; le differenze fra i ritardi, con cui l'onda diretta e le varie onde riflesse giungono al ricevitore, si traducono in altrettante differenze tra le frequenze; gli echi vengono così rivelati per battimenti con l'onda diretta, i quali si traducono in variazioni di ampiezza e fase rilevabili acusticamente o all'oscillografo.

Nell'avviare la presente ricerca, si sono esaminate con attenzione le possibilità di questi due metodi in relazione al problema che interessa, e si è giunti alla conclusione che conviene meglio il secondo, perfezionato in relazione alle nuove esigenze, al contrario di quel che accade nelle ricerche sull'alta atmosfera, per le quali è risultato più conveniente il metodo degli impulsi.

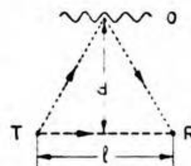


Fig. 1. — Interferenza tra raggio riflesso e diretto in presenza di un ostacolo.

La stratosfera è infatti un mezzo essenzialmente dispersivo, per cui la distanza della superficie equivalente di riflessione varia con la frequenza. Questo fatto costringe, affinchè la grandezza da misurare non abbia a variare troppo durante la misura, a limitare la variazione di frequenza entro una banda molto ristretta, e ciò rende il metodo di impiego difficile e fa sì che i risultati siano di interpretazione poco chiara. Tale difficoltà scompare nella telemetria di ostacoli, dato che la dispersività del mezzo è trascurabile. Altri vantaggi assai notevoli si hanno, inoltre, per effetto dell'elevato valore delle frequenze in gioco.

Allo scopo di precisare questa considerazione, riferiamoci (fig. 1) ad un ricevitore R che riceva una trasmissione di frequenza variabile (pulsazione ω) inviata dal trasmettitore T in presenza di un ostacolo O.

---

(4) G. Breit a. M. A. Tuve: Phys. Rev., 1926, XXVIII, p. 554.
I. Ranzi: Nuovo Cimento, 1931, VIII, p. 98.
J. P. Schafer a. W. M. Goodall: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1131.

(5) E. V. Appleton: Proc. Phys. Soc., 1928, XLI, p. 43.
A. L. Green: Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 324.

Introducendo tali valori di A, l, d nella [1], si ricava $\Omega = 17$ rad s. Il numero dei battimenti, nella durata di ciascuna variazione di frequenza, risulta di 8.

Si vede subito come con un gruppo di cifre di tal genere non sia agevole ottenere una misura precisa della distanza. La piccolezza del numero dei periodi di battimento per secondo fa invero sì che non si possa contarli con grande precisione; inoltre, perchè i battimenti siano chiaramente rivelabili, sia per via acustica con l'aiuto di una nota di supporto, sia per via ottica all'oscillografo, è necessario che i campi interferenti non presentino diverso ordine di grandezza. Da questa seconda circostanza consegue che non si può collocare il ricevitore vicino al trasmettitore, altrimenti l'onda diretta risulterebbe troppo più forte della riflessa, e che è indispensabile avere un segnale riflesso di intensità tale da superare largamente il rumore di fondo.

Nel caso delle onde ultracorte, questo gruppo di cifre cambia in modo da risultare assai più favorevole. Infatti, gli ostacoli riflettenti ed i percorsi elettromagnetici con cui si ha a che fare non dànno luogo, nella maggior parte dei casi, ad effetto dispersivo e questo effetto, anche là dove si manifesta, non è in genere tale da imporre limitazioni molto severe; tanto più che esso è essenzialmente dominato dalla lunghezza d'onda, poichè le variazioni assolute di frequenza, delle quali si ha bisogno, si traducono in questa gamma in variazioni percentuali relativamente piccole. Supponiamo, per fissare le idee, che si tratti di eseguire misure con l'onda di 1,50 m: una variazione di $2 \div 3$ cm sull'onda non introduce dispersione apprezzabile, per cui è perfettamente lecita una variazione di frequenza ampia 3 MHz. Se tale variazione viene ripetuta 10 volte per secondo, posto che l'ostacolo sia alla distanza $d = 5000$ m, e che l sia trascurabile in confronto a d, si ha:

$$\frac{\partial \omega_{(t)}}{\partial t} = 1{,}88 \cdot 10^{8} \ \mathrm{rad/s^2}\,.$$

$$\Omega = 6280 \ \mathrm{rad/s}\,,$$

per cui la frequenza di battimento è 1000 Hz.

Il fatto che i battimenti si succedano a frequenza udibile produce due importantissimi vantaggi. In primo luogo ci si libera dalla limitazione di dover operare con raggi riflesso e diretto di intensità dello stesso ordine; si tratta infatti di un vero e proprio effetto di eterodina fra raggio riflesso e diretto, per cui il primo può essere assai più debole del secondo; anzi la presenza sul rivelatore di una tensione di onda diretta piuttosto forte può agevolare la rettificazione. La sensibilità sale fortemente e diviene dello stesso ordine di quella che si raggiunge nella ricezione telegrafica per eterodina. Il raggio riflesso da rivelare può dunque essere di ampiezza anche minore di quella che corrisponde al livello del rumore di fondo, dato che da questo l'orecchio può separare facil-

mente una nota acustica. Così, nelle sonde radioatmosferiche per variazione di frequenza, essendovi, come abbiamo visto innanzi, due o tre battimenti al secondo, occorre che il campo riflesso sia almeno tale da fornire da 100 μV ad 1 mV sulla prima griglia del ricevitore, affinchè sia possibile, con l'aiuto dell'oscillografo o ad orecchio, contare con sicurezza i massimi: laddove, nel caso di una ricezione di tipo telegrafico, può bastare 1 μV.

Il secondo vantaggio sta nel fatto che ostacoli a distanze diverse dànno luogo a frequenze diverse, le quali possono agevolmente essere discriminate per mezzo di un analizzatore d'onda. Nella telemetria degli alti strati ciò non è possibile, perchè il numero dei battimenti per ogni ciclo della variazione di frequenza è troppo piccolo.

Nell'esempio considerato avanti, abbiamo trovato infatti, per la sonda atmosferica, 8 periodi per ogni semiciclo della modulazione di frequenza, laddove nel caso delle onde ultracorte il numero corrispondente, nell'esempio relativo alle onde ultracorte, risulta di 100 periodi, assai più favorevole per l'analisi, come è intuitivo a priori e come vedremo del resto meglio più oltre.

Esaminate così le possibilità del metodo per variazione, perfezionato « accelerandolo » nel modo che si è visto, passiamo ad analizzare quelle del dispositivo ad impulsi, le quali sembrano invece peggiorare nel nuovo campo di applicazione.

Il primo e ben noto inconveniente del telemetro ad impulsi sta nel fatto che esso deve funzionare per una frazione molto limitata del tempo. È chiaro infatti che, per poter esaminare con comodità gli echi, non bisogna trasmettere un nuovo impulso se non si sono prima ricevuti tutti gli echi dovuti all'impulso precedente. Ora nel caso nostro interessano normalmente echi provenienti da ostacoli distanti fino a 30 km, ed a tale distanza corrisponde un ritardo di $2 \cdot 10^{-4}$ s; gli impulsi trasmessi dovrebbero quindi praticamente succedersi a non meno di $3 \cdot 10^{-4}$ s l'uno dall'altro. Se la durata di ciascun impulso è di $3 \cdot 10^{-7}$ s, risulta che il trasmettitore funziona per un millesimo del tempo; per cui solo un millesimo della potenza di cui è capace viene messa in gioco. Nel telemetro per variazione di frequenza invece il funzionamento è continuo e sempre a piena potenza, ed è appunto ciò che consente all'orecchio di selezionare i segnali dal rumore di fondo, anche se il livello di questo ne soverchia l'ampiezza.

Segue da tale circostanza, che soltanto echi di intensità notevole possono essere rivelati. Ed infatti, una successione di impulsi risulta chiaramente esaminabile all'oscillografo solo se l'ampiezza è largamente superiore al livello del rumore, e quindi praticamente dell'ordine di almeno 100 μV sulla prima griglia, laddove nella ricezione acustica per battimenti si può scendere ad 1 μV. Questa considerazione non ha importanza nella telemetria atmosferica, poichè gli strati hanno normalmente tale estensione, da dar luogo ad echi assai intensi, mentre nel nostro caso si ha a che fare con ostacoli in genere relativamente piccoli.

A diminuire le possibilità del dispositivo ad impulsi contribuisce, oltre al fatto che è molto difficile produrre impulsi di durata dell'ordine di 10^{-7} s, anche la circostanza che per ricevere distintamente echi succedentisi a brevi intervalli, occorre amplificare in ricezione uno spettro assai ingente di frequenze, il quale oltrepassa i limiti della banda ottenibile praticamente in un ricevitore anche speciale.

Supponiamo, per fissare le idee, che si tratti di esaminare echi provenienti da vari ostacoli e distanze diverse, e si debbano poter analizzare differenze di distanza dell'ordine di 100 m. Costruire lo spettro delle frequenze nell'ipotesi di echi succedentisi ad intervalli irregolari è cosa complicata; ma per la nostra discussione basta considerare il

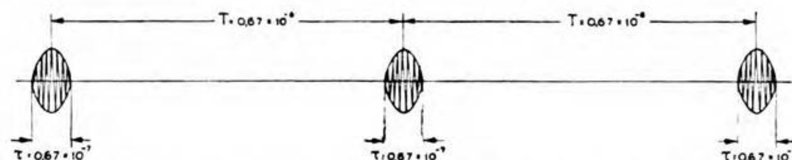


Fig. 2. — Rappresentazione schematica di una successione regolare di echi impulsivi: i valori sono indicati in secondi.

caso semplice di echi giungenti ad intervallo costante. Con la supposta differenza di distanza di 100 m, tale intervallo risulta $T = 0{,}67 \cdot 10^{-6}$ s.

Per semplificare ulteriormente la discussione, ammettiamo che gli echi abbiano forma di segmenti di sinusoide, e che il periodo di tale sinusoide eguagli l'intervallo T fra gli echi. Ne risulta una successione del tipo disegnato nella figura 2, nella quale la durata τ di ciascun impulso è supposta piccola rispetto a T, e precisamente $\frac{1}{10}\,T$, affinchè la posizione relativa degli impulsi risulti chiaramente individuabile.

Ci siamo in tal modo ricondotti ad una forma di modulazione relativamente semplice, analizzabile con l'aiuto delle cognizioni abituali. Detti T l'intervallo fra gli echi, τ la loro durata, v l'ampiezza della oscillazione ad alta frequenza all'istante t, V il valor massimo di tale ampiezza, e posti $\Omega = \frac{2\pi}{T}$, $\theta = 2\pi\frac{\tau}{T}$, si ha:

$$v = \frac{V}{1 - \cos\theta}\,(\cos\Omega t - \cos\theta)\,,$$

la quale esprime la legge di variazione dell'ampiezza nel corso di ciascun impulso, limitatamente alla durata di esso, con l'origine dei tempi al centro dell'impulso medesimo.

Da questa espressione, nell'ipotesi che gl'impulsi, oltre ad essere tutti identici, contengano anche ciascuno un numero assai grande di

periodi dell'onda ultracorta, è lecito ricavare le ampiezze approssimative delle onde che compongono lo spettro, col procedimento ben noto, seguito per gli impulsi di corrente degli amplificatori di classe C. Lo sviluppo mostra l'esistenza di un'onda portante di ampiezza:

$$V_0 = V \frac{\operatorname{sen} \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta},$$

e di uno spettro assai esteso di onde laterali, corrispondenti alle varie armoniche dell'inviluppo di modulazione, molte delle quali hanno ampiezza quasi eguale a quella della portante (7). Nella figura 3 è riportato uno spettro, calcolato sui dati numerici di figura 2, esteso fino alla quinta

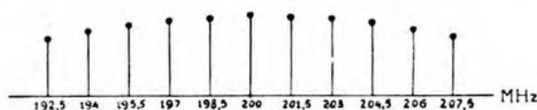


Fig. 3. — Spettro di una successione di impulsi, su onda portante di 1,5 m, limitato alla quinta armonica dell'inviluppo di modulazione: valori di T e τ come nella figura 2.

armonica. Si vede come il numero di righe necessario per una rappresentazione fedele sia elevatissimo e come, anche limitandosi alle prime cinque armoniche (il che dà luogo ad una oscillogramma piuttosto grossolano, sul quale è difficile individuare la posizione esatta degli impulsi), si abbia già un'estensione di ben $6 \div 7$ MHz. Allo stato attuale, non si vede la possibilità di costruire un amplificatore a media frequenza capace di trattare una banda così estesa.

Da studi svolti in relazione ai ricevitori per microonde, risulta che si può, costruendo con cura i filtri di banda, e adoperando frequenze assai alte per l'amplificatore a media frequenza, ottenere una banda passante larga fino a 2 MHz. Partendo da questo dato, e facendo a ritroso il ragionamento precedente, si trova il minimo intervallo fra gli echi compatibile con un chiaro esame oscillografico di essi. Tale intervallo risulta dell'ordine di $3 \cdot 10^{-6}$ s, per cui la differenza di distanza fra gli ostacoli dovrebbe non scendere al disotto di 450 m.

Col metodo per variazione di frequenza è invece possibile raggiungere un « potere separatore » più elevato. L'analisi dello spettro fornito

(7) Sviluppi in serie di questo genere sono riportati in:
A. Marino: A. F., 1934, III, p. 541.
U. Ruelle: A. F., 1935, IV, p. 688.
C. Matteini: A. F., 1936, V, p. 68 e 180.
In: F. E. Terman: Radio Engineering - McGraw-Hill, New York a. London, 1937, p. 340, è riportato un grafico, con le armoniche calcolate in funzione di θ.

dal ricevitore in bassa frequenza può infatti teoricamente spingersi, con l'aiuto degli analizzatori a quarzo, fino a separare righe distanti alcuni hertz. Con i dati, che abbiamo preso avanti come riferimento nell'esame del metodo per variazione di frequenza, risulta che ad una differenza di distanza di 50 m corrisponde una differenza di frequenza di 10 Hz chiaramente apprezzabile.

In un lavoro di prossima pubblicazione ci si riserva di mostrare come in pratica s'incontrino difficoltà, che non permettono di spingere il « potere separatore » e la sensibilità dell'apparecchio fino a quel limite, che a prima vista può sembrare raggiungibile. Alle note di battimento utili è infatti sovrapposta inevitabilmente un'oscillazione a frequenza fondamentale molto bassa, derivante dalla variazione periodica di frequenza, che possiede numerose e forti armoniche, le quali disturbano la ricezione.

Per mettere fin da ora in rilievo tale circostanza, osserviamo che il diagramma di modulazione di frequenza, che le considerazioni precedenti ci hanno condotto ad adottare, è costituito da una spezzata del tipo disegnato nella figura 4. Le variazioni brusche di frequenza, che

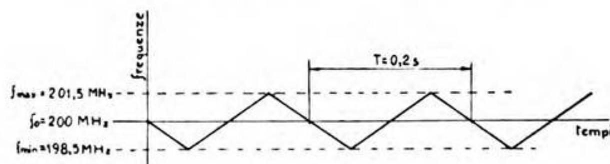


Fig. 4. — Forma a spezzata della modulazione di frequenza in un radiotelemetro.

si verificano sulle cuspidi, si traducono in variazioni brusche di ampiezza del segnale rivelato. Con i dati numerici dell'esempio avanti trattato, riportati nella figura stessa, si deduce, per questa inevitabile modulazione disturbatrice, una frequenza fondamentale di 5 Hz. Per quanto si cerchi di arrotondare le cuspidi, sagomando opportunamente le lamine del condensatore rotante che produce la modulazione, questa fondamentale a 5 Hz risulta sempre accompagnata da molte armoniche. D'altra parte, l'ampiezza dell'oscillazione disturbatrice è assai elevata in confronto alle note utili, essendo essa portata anche dall'onda diretta che è normalmente molto più intensa delle riflesse. Ne segue che, pur con l'aiuto di un buon filtro passa-alto inserito sulla bassa frequenza, non si riesce ad eliminare del tutto il disturbo, al quale bisogna aggiungere altri rumori, derivanti anch'essi dalla grande intensità dell'onda diretta e dalla variazione di frequenza. Quando si tratta di rivelare echi deboli, è necessario fare molto affidamento sul potere separatore dell'udito.

3. - Considerazioni sulla entità pratica delle onde riflesse.

La conoscenza di questo dato è di fondamentale importanza per il nostro problema, poichè da esso dipende l'amplificazione che occorre attuare nella parte a media frequenza del ricevitore, per ottenere una rivelazione chiara degli echi. Siccome nella letteratura riguardante la propagazione delle onde ultracorte, già citata nella nota (2), non è trattata tale questione, è utile riferire alcuni calcoli ed alcuni dati sperimentali.

Gli elementi riflettenti, con cui ci s'incontra nella pratica, sono troppo svariati ed irregolari perchè sia possibile dare regole generali precise per il calcolo della potenza riflessa. Dobbiamo perciò contentarci di riferire i risultati, che si ricavano in relazione ad alcuni casi semplici, schematizzati in modo tale da poterli sottoporre a calcolo.

Dividiamo gli ostacoli riflettenti in tre categorie: una prima, degli elementi lineari, come le aste, i fili e simili; una seconda, dei riflettori piani; ed una terza, di tutti quegli ostacoli, nei quali non è possibile individuare una qualche regolarità, come ammassi di fili e di elementi piani.

Un filo rettilineo, investito da un campo elettromagnetico di lunghezza d'onda λ, possiede, se è lungo $\frac{\lambda}{2}$ e parallelo al vettore elettrico, una « lunghezza efficace » $l_e = \frac{\lambda}{\pi}$, ed una resistenza di circa 73 Ω, posto che, come è generalmente ammissibile, non vi sia altra causa di dissipazione oltre l'irradiamento.

Si ha quindi, indicando con F' il valore efficace del campo elettrico e con I quello della corrente nel punto di mezzo del filo:

$$I = \frac{F' \lambda}{73 \pi} .$$

La potenza, che il filo assorbe dal campo, è:

$$73 I^2 = \frac{F'^2 \lambda^2}{73 \pi^2} .$$

Tale potenza viene reirradiata circolarmente, ed una parte di essa giunge al ricevitore. La forza cimomotrice E (8) così assunta dal filo è approssimativamente (9):

---

(8) Per la definizione della forza cimomotrice si veda: L. SACCO e U. TIBERIO: Sul modo di esporre e di impiegare i dati di irradiazione e propagazione - A. F., 1935, IV, p. 668.

(9) La lunghezza efficace l_e non è invero molto piccola rispetto a λ, come sarebbe necessario per poter applicare la formula del dipolo con rigore. L'errore che si commette è però piccolo.

$$E = 377 \frac{l_e I}{\lambda} = \frac{377 F' \lambda}{73 \pi^2} = 0,52 F' \lambda .$$

Supponiamo ora che il trasmettitore ed il ricevitore siano abbinati ([10]), e che nel percorso elettromagnetico, che va da essi all'elemento riflettente, non vi sia altra causa di attenuazione del campo oltre quella che deriva dalla propagazione sferica. Detta E' la forza cimomotrice che l'aereo trasmittente ha nella direzione dell'elemento, e d la distanza, si ha:

$$F' = \frac{E'}{d} ,$$

per cui:

$$E = 0,52 \frac{E' \lambda}{d} .$$

Siccome il filo reirradia circolarmente la potenza assorbita, il campo F da esso prodotto sull'aereo ricevente è:

[2] $$F = \frac{E}{d} = 0,52 \frac{E' \lambda}{d^2} .$$

Con un'onda di 3 m ed una forza cimomotrice di 100 V, si ha, a 10 km di distanza, un campo riflesso:

$$F = 1,5 \ \mu V/m .$$

Questo campo è tale da consentire una ricezione chiara con una rivelazione per battimenti a frequenza acustica quale è quella che si ha nel metodo adottato.

Se il filo non è accordato, ed è inclinato rispetto alla direzione del campo elettrico, la [1] non è applicabile, e va sostituita con una formula più generale ([11]).

([10]) Nel sèguito di questa esposizione, chiameremo tale gruppo senz'altro col nome di « telemetro », essendo la misura delle distanze la funzione precipua di esso.

([11]) Il filo ha in generale un diagramma di irradiazione, la cui forma dipende dal rapporto tra la lunghezza del filo e quella dell'onda; ne consegue che la forza cimomotrice, che esso assume nella direzione del ricevitore in virtù della corrente I dovuta al campo incidente, deve contenere nella sua espressione un fattore $\varphi(\beta)$ dipendente dall'angolo β tra il filo e la direzione del trasmettitore; inoltre occorre tener conto che in tal caso l'onda che torna sul telemetro è polarizzata nel piano individuato dal filo e dalla congiungente il telemetro col centro del filo. Se l'aereo ricevente è parallelo a quello trasmittente, risulta che la componente utile della forza cimomotrice è:

$$E = \frac{377 \, l_e \, I \, \varphi(\beta) \cos \alpha}{\lambda} ,$$

Quando, come è in genere il caso pratico, la propagazione si svolge lungo la superficie terrestre, bisogna tener presente che, oltre all'onda che arriva per la congiungente ostacolo-telemetro, va considerata quella che segue il percorso del raggio riflesso sul suolo. È necessario inoltre osservare che in pratica l'attenuazione rimane approssimativamente del tipo sferico solo entro l'àmbito della portata ottica e che, oltre questo limite, bisogna introdurre in luogo della distanza effettiva la « distanza

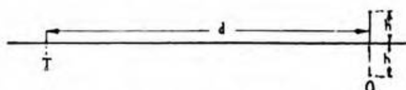


Fig. 5. — Riflessione su un elemento rettangolare piano, ortogonale alla direzione di propagazione.

virtuale » ([12]), che è maggiorata rispetto alla reale di tanto quanto occorre per tener conto della cresciuta attenuazione.

Passiamo ora a considerare un elemento riflettente piano, e supponiamo per semplicità che esso sia ortogonale alla direzione della propagazione e di forma rettangolare allungata, quale può essere, ad esempio, lo scafo di una nave collòcata di fianco. È possibile trattare questo caso con le formule che l'ottica dà per la diffrazione attraverso fenditure, poichè tali formule valgono anche per la riflessione diffratta su elementi speculari rettangolari stretti.

---

avendo indicato con α l'angolo tra il piano di polarizzazione dell'onda riflessa e quello dell'onda in arrivo. L'intensità dell'eco sul ricevitore risulta:

$$F = \frac{377\, l_e\, I\, \varphi(\beta) \cos \alpha}{\lambda\, d} .$$

Il fattore $\varphi(\beta)$, essendo fra loro reciproche le proprietà del filo in funzione di captatore e di radiatore, deve comparire anche nella espressione della corrente indotta massima I:

$$I = \frac{F'\, l_e\, \varphi(\beta) \cos \alpha}{Z} ,$$

essendo Z l'impedenza del filo alla frequenza adoperata. Risulta dunque, essendo $F' = \frac{E'}{d}$:

$$F = \frac{377\, E'\, l_e^2\, \varphi^2(\beta) \cos^2 \alpha}{Z\, \lambda\, d^2} . \qquad [3]$$

Per adoperare questa espressione, è necessario conoscere $\varphi(\beta)$, l_e e Z, che vanno determinati caso per caso mediante i procedimenti noti alla teoria delle antenne.

Essa si annulla quando la $\varphi(\beta)$ è uguale a zero nella direzione del telemetro, e può presentare numerosi massimi assai marcati.

([12]) Loc. cit. nota ([8]).

Supponiamo che gli aerei del telemetro T (fig. 5) siano eretti su una superficie piana conduttrice, e che l'ostacolo O, disposto a distanza d ortogonalmente alla direzione della propagazione, abbia un'altezza h dell'ordine di alcune lunghezze d'onda; ammettiamo inoltre che la superficie dell'ostacolo rifletta senza assorbimento. Possiamo, per i fini del nostro calcolo, sostituire alla considerazione di T e di O l'insieme formato da essi e dalle loro immagini rispetto alla superficie del suolo. L'intensità dell'onda, che torna riflessa su T, eguaglia quella che nello

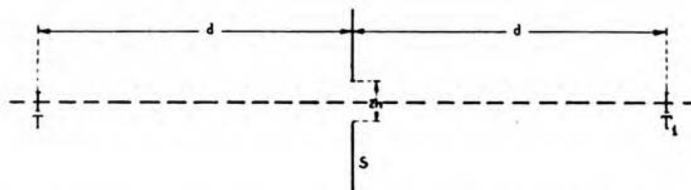


Fig. 6. — Sistema equivalente per il calcolo dell'intensità dell'onda riflessa da uno specchio piano: S è lo schermo portante la fenditura equivalente allo specchio, T_1 è il trasmettitore fittizio collocato simmetricamente al telemetro rispetto allo schermo.

stesso punto si avrebbe, se il trasmettitore fosse collocato sulla congiungente TO, nel punto simmetrico di T, rispetto ad O, e se, in luogo dell'ostacolo, vi fosse una fenditura alta $2h$, praticata in una parete piana che assorbe in modo perfetto (fig. 6).

Per il calcolo della intensità di campo in T, possiamo quindi applicare la formula nota dell'ottica ([13]):

$$F = F_0 \frac{w^2}{2},$$

essendo w dato dalla relazione:

$$w = e \sqrt{\frac{2(a+b)}{a\,b\,\lambda}};$$

e è la larghezza della fenditura (in questo caso $e = 2h$); a e b sono le distanze della sorgente e dello schermo, su cui si raccoglie la luce, dallo schermo S nel quale è praticata la fenditura (in questo caso $a = b = d$); F_0 è l'intensità nel caso di libera propagazione, cioè senza lo schermo S.

Si ha:

$$[4] \qquad F = F_0 \frac{8\,h^2}{d\,\lambda} = \frac{E}{2\,d}\,\frac{8\,h^2}{d\,\lambda} = \frac{4\,E\,h^2}{d^2\,\lambda}.$$

([13]) G. Bruhat: Cours d'optique - Masson, Paris, 1935, cap. X.

Se il piano dell'ostacolo non è ortogonale alla direzione dell'onda, non può giungere sul telemetro il raggio riflesso principale, ed occorre utilizzare le onde diffratte che sono naturalmente assai più deboli. Il calcolo della intensità di queste risulta semplice, se la propagazione si svolge lungo il suolo e l'ostacolo è verticale e di forma rettangolare. Sostituiamo anche ora all'elemento speculare un'apertura in uno schermo verticale opaco, con una sorgente fittizia, disposta simmetricamente a quella

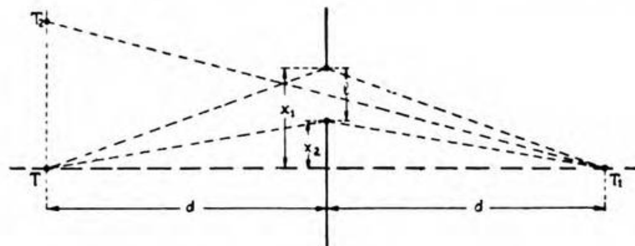


Fig. 7. — Sistema equivalente per il calcolo del campo diffratto da un ostacolo piano rettangolare inclinato rispetto alla direzione di propagazione.

reale rispetto ad esso; l'insieme da prendere come riferimento per il calcolo risulta come nella figura 7, il piano della figura essendo parallelo al suolo.

L'intensità dell'onda diffratta, che giunge in T per effetto della sorgente fittizia T_1, si determina con l'aiuto delle tavole degli integrali di Fresnel, oppure mediante la spirale di Cornu. Occorre a tal fine calcolare i valori v_1 e v_2 che il parametro:

$$v = x \sqrt{\frac{2\,(a+b)}{a\,b\,\lambda}}$$

assume per i bordi verticali dell'apertura, essendo x la distanza di questi bordi dal punto in cui la congiungente $T\,T_1$ incontra lo schermo opaco. Posto, per esempio, $a = b = d = 5000$ m, $l = 200$ m, $x_1 = 1000$ m, $x_2 = 1200$ m, si ha, per $\lambda = 3$ m:

$$v_1 = 16{,}4\,, \qquad v_2 = 19{,}7\,.$$

Riportando questi valori sulla spirale di Cornu, si trova che gli estremi dei tratti di curva rappresentativi cadono in una zona in cui la spirale può assimilarsi ad un insieme di cerchi con centro nel polo. Ne segue che, facendo variare la posizione di T nell'intorno di quella considerata nel calcolo, si debbono incontrare massimi e minimi di intensità: massimi quando gli estremi dei tratti v_1 e v_2 càpitano in opposizione rispetto al polo della spirale ed allineati con esso, e minimi quando càpitano allineati e dalla stessa parte. Se l'altezza h dell'osta-

colo può essere ritenuta molto grande rispetto alla lunghezza d'onda, si ha, per l'intensità nei massimi:

[5] $$F' = 2\,\varrho^2 F_0\,,$$

essendo ϱ il raggio di curvatura della spirale nel punto che corrisponde a $v = \dfrac{v_1 + v_2}{2}$, ed F_0 il campo che si avrebbe a distanza doppia di quella tra ostacolo e telemetro nel caso di libera propagazione. Tenuto presente che:

$$\varrho = \frac{1}{\pi v}\,,$$

si deduce nel caso nostro, per $F = 100$ V:

$$F' = \frac{E}{\pi^2 v^2 d} = 6\ \mu\text{V/m}\,.$$

Se l'altezza h non è molto grande rispetto alla lunghezza d'onda, occorre tener conto dell'attenuazione che nasce per tale motivo.

Un risultato abbastanza approssimato si ottiene introducendo nella [5], in luogo del campo F_0, il campo F del raggio riflesso principale, calcolato mediante la [4]. Per $h = 30$ m si ha, con i dati dell'esempio considerato:

$$F' = 3\ \mu\text{V/m}\,.$$

Allorchè l'elemento piano ha una dimensione piccola rispetto alla lunghezza d'onda, le considerazioni di ottica surriferite conducono a concludere che esso si comporta come una sorgente filiforme per cui spariscono le frange di interferenza.

Passiamo ora a considerare il terzo caso, che si presenta nella maggior parte delle circostanze pratiche: quello di un ostacolo costituito da un ammasso di elementi svariati, per il quale non sia lecito ammettere direttività nella reirradiazione della potenza assorbita. Il calcolo approssimativo della intensità dell'onda di ritorno si esegue agevolmente determinando la potenza associata a quella porzione dell'onda diretta che investe l'ostacolo. Sappiamo che, se un sistema di onde piane progressive è caratterizzato da un'ampiezza F di campo elettrico, fluisce attraverso ogni metro quadrato di superficie ortogonale alla propagazione la potenza:

$$P_1 = \frac{F'^2}{R_0}\,,$$

essendo $R_0 = 376\ \Omega$ la resistenza iterativa dello spazio.

Consideriamo il cilindro formato dalle rette parallele alla direzione di propagazione, appoggiate sul contorno dell'ostacolo, e sia S' la sezione

normale di esso. La potenza che fluisce in tale cilindro, associata all'onda diretta, è:

$$P = \frac{S' F'^2}{376} .$$

In realtà l'ostacolo impegna una superficie un po' maggiore della S', poichè gli elementi che si trovano sul contorno assorbono potenza anche dalle porzioni di spazio immediatamente vicine. Per valutare approssimativamente la maggiorazione, che occorre apportare per tener conto di tale circostanza, ammettiamo che un dipolo in mezza onda assorba tutta la potenza P_d che fluisce in un cilindro parallelo alla propagazione e di sezione:

$$S = \frac{P_d}{P} = \frac{\frac{F'^2 \lambda^2}{73 \pi^2}}{\frac{F'^2}{376}} = 0{,}52 \lambda^2 ,$$

per cui, posto di attribuire a tale sezione la forma circolare, se ne ha il raggio:

$$r = \sqrt{\frac{0{,}52 \lambda^2}{\pi}} = 0{,}4 \lambda .$$

Siccome ammettiamo di adoperare onde ultracorte, è assai probabile che una parte degli elementi, che formano l'ammasso in questione, sia in risonanza od in quasi risonanza, tanto più che, stante l'alto valore della resistenza radiativa, l'acutezza di risonanza è molto scarsa ([14]). Possiamo quindi portare approssimativamente in conto la maggiorazione in parola considerando, in luogo del cilindro appoggiato direttamente sul contorno, il cilindro costituito dalle rette parallele alla direzione di propagazione e distanti 0,4 λ dal contorno stesso. Detta S la sezione che ora si ha, la potenza assorbita risulta:

$$P = \frac{S F'^2}{376} .$$

([14]) Un filo isolato e rettilineo può risuonare sull'onda di 3 m tutte le volte che la sua lunghezza è multipla di 1,5 m. Se è aggrovigliato ed in prossimità di altri fili, il numero dei circuiti risuonanti che possono casualmente formarsi diviene assai elevato.

Le costanti di un dipolo in mezza onda, avente diametro di 3 mm, sono approssimativamente, per $\lambda = 3$ m:

$$C = 1{,}2\ \mu\mu F , \qquad L = 2{,}1\ \mu H , \qquad R = 73\ \Omega ,$$

per cui il coefficiente di risonanza risulta:

$$\varepsilon = 18{,}3 ,$$

valore che corrisponde a un'acutezza di risonanza piuttosto modesta.

In virtù dell'ipotesi fatta, la potenza P viene reirradiata uniformemente in tutte le direzioni, per cui alla distanza d il flusso di potenza per metro quadrato è:

$$p = \frac{P}{2\pi d^2} = \frac{S F'^2}{2360\, d^2},$$

avendo diviso per la superficie di mezza sfera per tener conto del fatto che il suolo riflette la parte di potenza che si irradierebbe in basso e che l'emissione è uniforme in ogni direzione.

D'altra parte il campo alla distanza d è $F' = \frac{E}{d}$; quindi:

$$p = \frac{S E^2}{2360\, d^4},$$

da cui si deduce il campo dell'onda rinviata sul telemetro da un ostacolo a distanza d:

$$F = \sqrt{376\, p} = \frac{E}{d^2}\sqrt{\frac{S}{2\pi}}\,.$$

Da questa formula, per ostacoli distanti una diecina di kilometri, aventi una superficie efficace S di alcune centinaia di metri quadrati, si ricavano, in base alla stessa forza cimomotrice di 100 V già considerata innanzi, campi riflessi dell'ordine di 10 μV/m, largamente bastevoli per il nostro tipo di rivelazione.

Tenendo presenti la [2], la [4] e la [5], si può concludere questa discussione sulle onde riflesse, affermando che l'intensità di campo di tali onde è in generale data da una relazione del tipo:

$$F = \gamma \frac{E}{d^2}, \qquad [6]$$

in cui γ è un coefficiente che dipende dalla natura e dalla disposizione dell'ostacolo ed ha le dimensioni fisiche di una lunghezza (15).

---

(15) Ponendo la relazione precedente sotto la forma:

$$F = 374\, \frac{l_e^2\, E'}{73\, d^2 \lambda},$$

si può definire una « lunghezza equivalente di reirradiazione » l_e dell'ostacolo. La l_e è infatti la lunghezza di quel dipolo che, collocato al posto dell'ostacolo in direzione parallela alle linee del campo elettrico, fornisce lo stesso campo reirradiato F. Questo dipolo equivalente ha un significato preciso e può esistere praticamente, se $l_e \leqslant \frac{\lambda}{\pi}$; diviene invece un'astrazione teorica nel caso contrario. Naturalmente la l_e può essere diversa per le varie orientazioni dell'ostacolo, se questo ha reirradiazione direttiva. La nozione di « altezza equivalente di reirradiazione » può servire in pratica a contrassegnare in modo significativo le attitudini di un ostacolo nei riguardi del fenomeno che interessa.

4. - Conclusioni.

Il problema di costruire radiotelemetri, capaci di soddisfare le esigenze applicative nel campo scientifico ed in quello tecnico, presenta altri aspetti ed altre difficoltà, che ci si riserva di illustrare in lavori successivi. In questo articolo si è voluto mostrare come le possibilità teoriche siano tali da giustificare la previsione che il nuovo ramo della radiotecnica, la radiotelemetria, stia per assumere un importante sviluppo.

Le considerazioni esposte hanno condotto inoltre a concludere che, alla base degli studi da svolgere nel nuovo campo di ricerca, devono porsi due osservazioni fondamentali: la prima è che l'ordine di grandezza dei campi riflessi con i quali si ha ordinariamente a operare è di una diecina di microvolt per metro, la seconda è che una sensibilità ed un potere separatore sufficienti possono ottenersi col metodo per variazione lineare di frequenza, modificato nel senso di ricavarne battimenti a frequenza acustica, assai meglio che col metodo degli impulsi. Queste affermazioni sono convalidate dalle esperienze eseguite con vari apparecchi, che presso il R. I. E. C. sono stati costruiti negli ultimi tre anni.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

W. Ernsthausen — **Taratura assoluta di microfoni.** (A. Z., gennaio 1939, IV, 1, pag. 13-19, con 13 fig.).

Si è cercato di stabilire la precisione conseguibile nella determinazione della sensibilità assoluta di un microfono. Con sensibilità s'intende il valore numerico del quoziente tra la tensione ai morsetti del microfono e la pressione acustica applicata: essa viene espressa normalmente in millivolt/(dine · cm^{-2}).

Si è così effettuata la taratura di un microfono elettrostatico: con il disco di Rayleigh in onde stazionarie, con il metodo del pistonofono, con il metodo elettrostatico dell'elettrodo ausiliario e con il metodo elettrodinamico di Gerlach. Note le caratteristiche del disco di Rayleigh mediante la teoria di König, si è dedotta la relazione fra velocità delle particelle ed angolo di rotazione del disco, che si è confrontata con la taratura del disco effettuata mediante flusso di aria a velocità costante; si è verificata la soddisfacente concordanza fra relazione teorica e determinazione sperimentale. Sempre mediante il disco si è anche effettuata una taratura del microfono in campo libero.

I risultati delle misure sono i seguenti, tutti relativi alla frequenza di 100 Hz.

Taratura con il disco di Rayleigh:
sensibilità con il metodo delle onde stazionarie 3,17 mV/(dine · cm^{-2}),
sensibilità con la prova in campo libero .... 3,15 mV/(dine · cm^{-2}).
Taratura con il metodo del pistonofono:
sensibilità .... 3,1 mV/(dine · cm^{-2}).
Taratura con il metodo elettrostatico mediante elettrodo ausiliario:
sensibilità .... 2,98 mV/(dine · cm^{-2}).
Taratura con il metodo elettrodinamico:
sensibilità .... 3,2 mV/(dine · cm^{-2}).

La maggior precisione è quella ottenibile con il metodo del pistonofono: essa è di $\pm$ 4 %; la precisione conseguibile con gli altri tre

metodi non viene indicata. La precisione della taratura a campo libero è invece del 10 ÷ 15 %; tale taratura è di gran lunga la più imprecisa.

An. Gi.

B. VAN DER POL e C. C. J. ADDINK — **Un metodo per la misura della nota di accordo durante un concerto.** (Wir. World, 11 maggio 1939, XLIV, 19, pag. 441-442, con 1 fig.).

Per la misura della nota di accordo durante un concerto, quale è rilevabile dall'ascolto delle radiotrasmissioni, si è costruito un apparecchio di misura semplice e robusto, alimentato totalmente con cor-

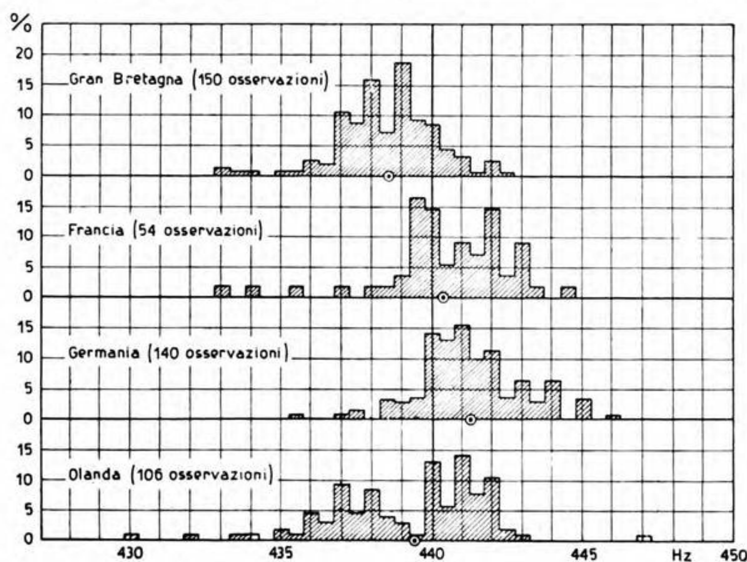


Fig. 1. — Curve di dispersione dei valori delle frequenze del la_3 durante le radiotrasmissioni. (I cerchietti segnano il valore medio di ciascun gruppo di osservazioni).

rente alternata. Ne è parte essenziale una corda tesa, mantenuta in vibrazione elettricamente, la cui frequenza è regolabile con precisione fra 400 e 470 Hz; mediante paragone con un cronometro ed un motore sincrono si è verificato che la frequenza di vibrazione della corda può ritenersi nota con una precisione di 0,2 Hz.

Per mezzo di un filtro si isola, in seno all'emissione musicale, la banda di frequenze fra 400 e 470 Hz. La tensione passante viene applicata al cilindro di Wehnelt di un tubo catodico, in modo che il punto luminoso sia visibile soltanto quando la nota contenuta nella banda di frequenza

è presente nella musica. Contemporaneamente viene applicata alle placche deviatrici la tensione tratta dalla corda vibrante, con una differenza di fase di 90° fra le tensioni applicate alle due coppie di placche, in modo da far descrivere al punto luminoso un cerchio con velocità angolare uguale a quella della nota emessa dall'apparecchio di misura.

Una frazione del cerchio è visibile soltanto quando la frequenza della musica è approssimativamente uguale a quella della nota emessa dalla corda vibrante. Quando c'è una piccola differenza fra la frequenza della nota contenuta nella musica e la frequenza della vibrazione della corda vibrante, la frazione di cerchio ruota in un senso o nell'altro, con una frequenza uguale alla differenza delle due frequenze. Regolando la frequenza della corda vibrante, è possibile effettuare la misura del la di una qualsiasi esecuzione di musica radiotrasmessa. Il metodo è rapido e sufficientemente preciso, poichè per la misura basta che la nota duri circa mezzo secondo.

In questo modo sono state effettuate parecchie centinaia di misure della frequenza della nota di accordo, ed anche l'analisi delle fluttuazioni di essa durante una medesima esecuzione. La figura 1 riporta le curve di dispersione dei valori della frequenza del la_3 durante esecuzioni musicali radiotrasmesse di quattro paesi europei. I risultati mostrano come il valore medio di tale frequenza, per le orchestre, sia attualmente intorno a 440 Hz.

[*Tale conclusione coincide con quella a cui sono giunti altri sperimentatori* (1). — n. d. r.]

An. Gi.

AMPLIFICATORI.

R. L. FREEMAN — **Uso della reazione per compensare le variazioni della capacità d'ingresso dei tubi termoionici prodotte da variazioni della polarizzazione di griglia.** (Proc. I. R. E., novembre 1938, XXVI, 11, pag. 1360-1366, con 9 fig.).

In un tubo schermato, usato come amplificatore di media frequenza in un ordinario ricevitore, la variazione della capacità equivalente d'ingresso, dovuta alla variazione della polarizzazione che segue il comando automatico di volume, può essere tale da provocare spostamenti apprezzabili delle curve di selettività quando la media frequenza sia intorno a 450 kHz. La capacità d'ingresso equivalente di cui si parla può essere scissa in tre parti: la capacità statica, la capacità dovuta alla carica spaziale e la capacità riflessa attraverso all'accoppiamento griglia-placca. La prima è costante, le altre due sono invece, con buona approssimazione, proporzionali alla mutua conduttanza del tubo e quindi variano con la tensione di polarizzazione del tubo stesso.

---

(1) G. B. MADELLA: A. F., 1939, VIII, p. 300 (in questo stesso fascicolo).

Introducendo una resistenza tra il catodo e la massa si provoca una reazione negativa che modifica anche l'ammettenza d'ingresso e può compensare, con molta esattezza, la variazione di capacità lamentata. Parallelamente si ottiene anche una variazione della conduttanza tra griglia e massa; di essa l'autore dà l'espressione completa. Può avvenire che detta conduttanza diminuisca quando la capacità catodo-placca cresce. Tale capacità può essere aumentata artificialmente facendo ritornare al catodo, invece che alla massa, le correnti alternative delle griglie 2 e 3. Praticamente, con il tubo 6K7, basta eliminare il condensatore in parallelo con la resistenza di polarizzazione del catodo e connettere le griglie 2 e 3 al catodo per avere risultati molto soddisfacenti.

L'autore ha effettuato alcune misure dalle quali risulta che, regolando il tubo, la frequenza di accordo non viene spostata, mentre, in seguito alle varie reazioni presenti, le curve di selettività sono molto più acute quando l'amplificazione è massima; si ottiene in tal modo una moderata variazione automatica di selettività. Sono poi descritti e discussi altri schemi pratici che in qualche caso possono risultare più vantaggiosi.

G. C.

H. Bosse e H. Fricke — **Funzionamento dello stadio finale di tipo Doherty di un trasmettitore con modulazione ordinaria e con modulazione Hapug.** (H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio 1939, LIII, 1, pag. 19-27, con 14 fig.).

In un grande trasmettitore radiofonico il costo dell'energia incide in maniera notevole sulle spese di esercizio. Sono stati escogitati diversi dispositivi atti ad aumentare il rendimento dello stadio finale, il cui consumo, com'è noto, risulta prevalente rispetto a quello degli altri stadi: si può accennare al metodo di modulazione di Chireix, nel quale si utilizza l'alto rendimento della modulazione di fase, al metodo Hapug e alla modulazione sullo stadio finale con amplificatori di bassa frequenza in classe B.

Vengono ora esposti i risultati teorici e sperimentali di un dispositivo ideato da Doherty per migliorare il rendimento dello stadio finale di un trasmettitore radiofonico. Tale stadio raggiunge un alto rendimento, indipendente dal grado di modulazione, se si divide opportunamente fra due tubi il còmpito di fornire al circuito di utilizzazione la potenza necessaria.

Nella teoria di questo amplificatore si accenna particolarmente alla variazione della pendenza delle caratteristiche di lavoro dei tubi durante il periodo di modulazione, ottenuta con una limitazione della tensione alternata di griglia. Viene anche calcolata la ripartizione della potenza fra i due tubi durante un periodo di modulazione e dimostrata l'invariabilità del rendimento. Segue un'estesa descrizione della costruzione pratica del dispositivo.

Passando a considerare l'inserzione di uno stadio Doherty in un trasmettitore a modulazione Hapug (che utilizza il principio di dare in ogni istante all'onda portante solo il valore necessario all'ampiezza istantanea di modulazione, in modo che la profondità di questa risulti sempre uguale al massimo praticamente raggiungibile) si dimostrano i vantaggi del complesso: diminuzione della distorsione e forte risparmio di energia (circa 70 %) rispetto ad uno stadio normale. [*Questo sistema di modulazione non sembra compatibile con l'uso degli attuali ricevitori con regolazione automatica di sensibilità.* — n. d. r.]

G. G.

APPLICAZIONI VARIE.

S. Matsuo — **Altimetro assoluto a radioonda riflessa a lettura diretta per aeronautica.** (Proc. I. R. E., luglio 1938, XXVI, 7, pag. 848-858, con 12 fig.).

Per conoscere l'altezza di un aereo rispetto al suolo, il mezzo migliore è quello che utilizza radiosegnali. Data la grande velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche e la piccola distanza a cui avviene la riflessione, non è possibile usare sistemi ad eco, poichè l'intervallo di tempo da misurare è troppo piccolo.

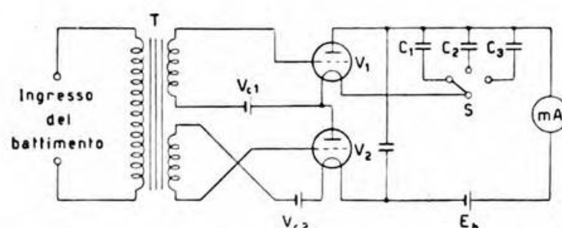


Fig. 1. — Schema elettrico dell'indicatore di altezza.

L'apparato sostanzialmente comprende un trasmettitore, un ricevitore ed un indicatore d'altezza costituito da un frequenziometro.

Il trasmettitore, modulato in frequenza secondo un diagramma a denti di sega, emette prevalentemente verso il terreno; al ricevitore, collocato a una certa distanza dal trasmettitore e anch'esso sotto la fusoliera, arrivano l'onda diretta e l'onda riflessa. A causa della differenza di percorso delle due onde e della modulazione in frequenza del trasmettitore, le frequenze applicate all'ingresso del ricevitore risultano diverse, e forniscono una frequenza di battimento che dipende dalla differenza di percorso e quindi dall'altezza dell'aereo rispetto al terreno sottostante.

In pratica si è adoperato un trasmettitore del tipo Barkhausen con onda di 50 cm, per le sue qualità direttive, per il peso e l'ingombro

ridotti, per la maggiore variazione di frequenza consentita. La modulazione di frequenza si è ottenuta semplicemente applicando alla griglia una tensione alternata a 24 Hz.

Il ricevitore è costituito da un rivelatore, da un amplificatore della frequenza di battimento tra onda diretta e onda riflessa, e da un limitatore di tensione, avente lo scopo di non far variare oltre certi limiti l'uscita con la variazione della distanza dal suolo.

L'indicatore di altezza è un frequenziometro a lettura diretta a tre portate, cioè per tre ordini di grandezza di distanza dal suolo: la figura 1 ne mostra lo schema. L'uscita dell'amplificatore viene applicata al primario del trasformatore T, i cui secondari forniscono tensioni in opposizione di fase ai tubi V_1 e V_2; le tensioni continue sono regolate in modo che, in assenza di segnale all'entrata, non viene richiesta nessuna corrente alla batteria di placca.

Per effetto della differenza di fase tra le tensioni applicate dai due secondari alle griglie, i tubi V_1 e V_2 sono conduttori alternativamente. Quando V_2 è conduttore, C_1 si carica; invertitasi la tensione, diventa conduttore V_1 ed il condensatore si scarica. Per ogni ciclo della tensione di entrata, il milliamperometro è percorso dalla corrente di carica di C_1; la corrente media che attraversa codesto apparecchio risulta proporzionale al numero di cariche del condensatore e quindi alla frequenza ed all'altezza dell'aereo rispetto al suolo. Ne viene la possibilità di tarare direttamente in metri il milliamperometro stesso.

Am. Bo.

L. ESPENSCHIED e R. C. NEWHOUSE — **Indicatore di altezza sul terreno.** (Bell S. T. J., gennaio 1939, XVIII, 1, pag. 222-234, con 5 fig.).

Il normale aneroide, pur essendo ormai divenuto uno strumento molto perfetto, può soltanto dare un'indicazione di quota relativa al livello del mare, mentre ben più interessante — per la sicurezza della navigazione aerea — è la conoscenza della quota effettiva riferita al terreno sottostante. Si è tentato di risolvere il problema lanciando dal velivolo verso terra un segnale acustico e misurando il ritardo dell'eco, ma un altimetro siffatto presenta due inconvenienti fondamentali: anzi tutto, la velocità di propagazione del suono è dello stesso ordine di grandezza della velocità dei moderni aeroplani, e poi, il fragore dei motori dà luogo ad un livello di disturbi troppo alto.

Questi inconvenienti non si presentano quando il segnale acustico venga sostituito con un segnale radio: un trasmettitore installato sull'aeroplano emette un'onda, la cui frequenza, dell'ordine delle centinaia di megahertz, viene variata nel tempo con legge periodica di tipo triangolare. Ad un'antenna ricevente installata anch'essa sull'aeroplano, giungono allora due segnali, uno diretto ed uno riflesso dalla terra, le cui frequenze non sono eguali, la differenza essendo proporzionale al

percorso dell'onda riflessa, eguale al doppio della quota effettiva. I battimenti tra i due segnali vengono misurati da un frequenziometro, il cui strumento indicatore può essere graduato direttamente in metri.

In figura 1 sono rappresentate schematicamente le parti costituenti l'altimetro. Un oscillatore per 450 MHz, stabilizzato a linee, viene

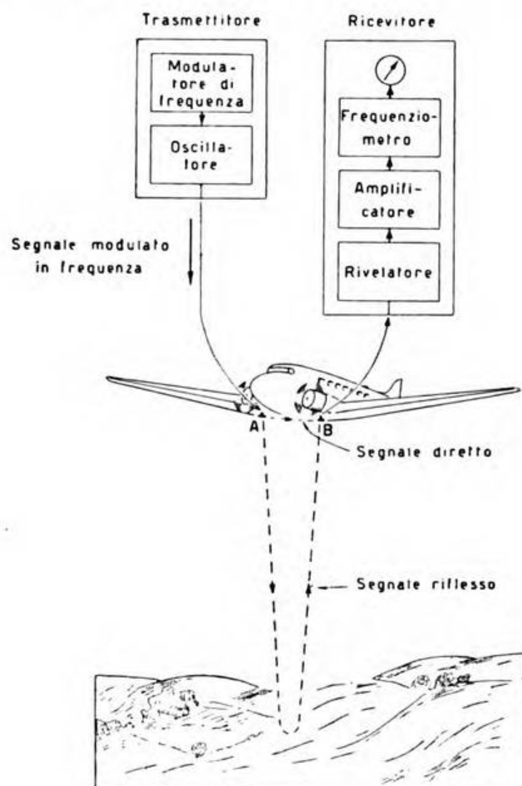


Fig. 1. — Schema generale.

modulato in frequenza mediante un piccolo condensatore variabile, rotante, comandato da un motore. Una linea coassiale alimenta l'antenna trasmittente *A*, costituita da un dipolo di (1/2) λ installato sotto l'ala dell'aeroplano a circa (1/4) λ da questa, la quale non ha caratteristiche direzionali molto spiccate pur dando luogo ad un massimo di segnale verso il basso. L'apparecchiatura ricevente è costituita da un'antenna *B* connessa mediante linea coassiale ad un rivelatore, seguito da un amplificatore e da un frequenziometro. Quest'ultimo è progettato in modo che la corrente sia proporzionale alla frequenza e quindi alla

quota, la quale viene fornita per lettura diretta da due scale, l'una estendentesi sino a 300 m, l'altra sino a 1500 m.

Il principio di funzionamento dell'altimetro si chiarisce meglio con l'esame dei diagrammi di figura 2, dove la linea a tratto continuo rappresenta la frequenza del trasmettitore e la linea tratteggiata la fre-

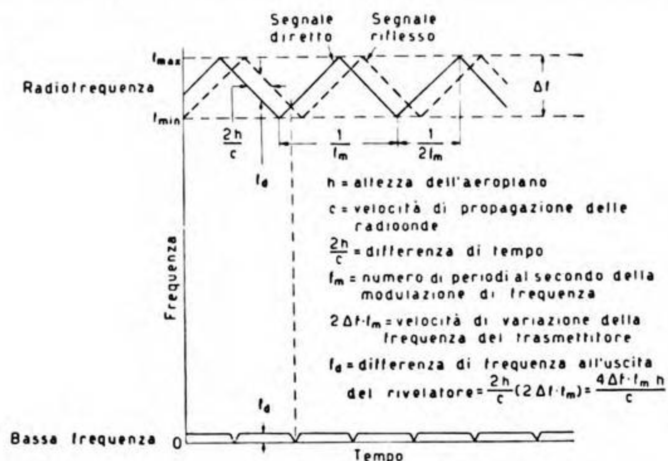


Fig. 2. — Rappresentazione grafica del funzionamento.

quenza del segnale riflesso. Con riferimento ai simboli indicati in figura, la differenza f_d di frequenza tra i due segnali è data, in hertz, da:

$$f_d = 4\,\Delta f \cdot f_m \frac{h}{c}\,,$$

prodotto della velocità di variazione della frequenza, $2\,\Delta f \cdot f_m$, per il ritardo dell'onda riflessa, $\frac{2\,h}{c}$. Se:

$$f_s = f_d \frac{1}{2\,f_m} = 2\,\Delta f \cdot \frac{h}{c}$$

è il numero di periodi di battimento durante ogni tratto, ascendente e discendente, della curva di variazione della frequenza, si vede come la minima quota misurabile corrisponda ad un valore di f_s unitario.

Un valore di Δf ampio come quello adottato (25 MHz) rende possibile la misura di una quota minima di 6 m: onde la necessità di operare con altissime frequenze portanti in modo da mantenere la percentuale di variazione entro limiti abbastanza ristretti per un buon rendimento dell'antenna.

Notevoli difficoltà si sono incontrate nel rendere il segnale diretto abbastanza piccolo per non sovraccaricare il ricevitore, ciò che impedirebbe la ricezione del segnale riflesso.

L'errore dell'altimetro considerato non supera presumibilmente il $\pm$ 10 % ed è dovuto in massima parte al frequenziometro; rimane ancora la possibilità che durante il volo su terreno accidentato, su mare in tempesta o su agglomerati urbani, il segnale subisca molteplici riflessioni e dia quindi luogo ad errori di maggiore entità. Questo altimetro dovrebbe tuttavia essere in grado di fornire al pilota un'indicazione abbastanza esatta e continua, il che in molte circostanze può essere sufficiente ad evitare incidenti disastrosi.

G. Z.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

W. Chu e C. K. Chang — **Transitori nei filtri dissipativi passa-basso e passa-alto chiusi su resistenze.** (Proc. I. R. E., ottobre 1938, XXVI, 10, pag. 1266-1277, con 18 fig.).

Vengono ricavate le espressioni operazionali della corrente circolante nella resistenza terminale di una catena finita di cellule a T e a Π, del tipo passa-basso e passa-alto, tenendo conto della dissipazione mediante resistenze in serie con le induttanze e le capacità. Come applicazione numerica di tali espressioni viene poi trattato il solo caso relativo ad un filtro passa-basso a T.

Con una certa diffusione è descritta un'apparecchiatura adatta a fornire rilievi oscillografici della corrente transitoria. Nel caso in cui il transitorio sia quello che segue all'applicazione di una tensione sinusoidale, la difficoltà principale consiste nella determinazione della fase della tensione nell'istante in cui essa viene applicata al filtro. Per poter eseguire tale determinazione è adottato un sistema di interruttori comandati da un peso che cade liberamente da un'altezza definita. In una prova preliminare il circuito d'ingresso del filtro rimane aperto, mentre alle placche deviatrici dell'oscillografo è inviata la tensione sinusoidale. La tensione alle placche deviatrici viene tolta al distacco del peso e di nuovo applicata al giungere del peso alla fine della corsa; l'intervallo in cui manca l'immagine sull'oscillogramma misura, in frazione di periodo, il tempo necessario alla caduta del peso. Successivamente, un deviatore consente di togliere la tensione dalle placche deviatrici, al distacco del peso, e di inserire la tensione all'ingresso del filtro e l'uscita di questo sulle placche deviatrici, alla fine della corsa. Sull'oscillogramma risulta la tensione sinusoidale seguita da un tratto senza immagine e dall'oscillogramma della corrente transitoria.

La fase della tensione all'istante d'interruzione, rilevata dall'oscillogramma e aumentata del tempo necessario alla caduta del peso (espresso in frazione di periodo e determinato come sopra si è detto), fornisce la fase della tensione all'istante in cui essa viene applicata al filtro.

Le conclusioni che si traggono dal calcolo (non esposto) e dai risultati sperimentali sono le seguenti: al crescere della resistenza di carico

gli smorzamenti delle frequenze caratteristiche del filtro crescono distanziandosi sempre più l'uno dall'altro; la frequenza con smorzamento minimo è molto prossima alla frequenza di taglio; la durata del transitorio cresce con il numero delle sezioni.

R. S.

R. FELDTKELLER — **Sulla teoria delle catene filtranti costituite da cellule a X.** (T. F. T., gennaio 1939, XXVIII, 1, pag. 27-32, con 14 fig.).

Mediante cellule a X si possono attuare filtri aventi nel campo delle frequenze acustiche una gamma passante di piccola ampiezza, quando la curva di attenuazione non deve soddisfare ad esigenze troppo severe. Ma l'attenuazione raggiungibile mediante una sola cellula, come avviene del resto anche per quelle più note a T od a Π, è limitata dalla precisione con la quale, in sede costruttiva, è possibile attuare i valori calcolati delle capacità e delle induttanze. Un'attenuazione di 5 neper richiede di già una precisione di costruzione dell'1°/oo. Quando occorrono attenuazioni più elevate si devono riunire in catena due o più cellule di uguale impedenza d'onda.

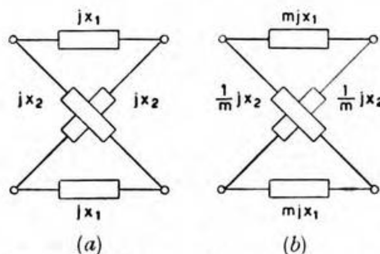


Fig. 1. — Cellule a X: *a* - originaria; *b* - derivata secondo *m*.

Il classico procedimento di calcolo dovuto a Zobel (derivazione secondo *m* di una cellula a T od a Π) può essere applicato anche alle cellule a X. Esso consiste nel moltiplicare per il numero reale *m* le reattanze (pure) longitudinali della cellula originaria di figura 1 *a*, e nel dividere per *m* le reattanze trasversali. Si ottiene così la cellula derivata di figura 1 *b*, che possiede la stessa impedenza caratteristica di quella originale ed ha pure, in comune con essa, le gamme passanti e opache. Fra queste ultime, però, l'andamento dell'attenuazione di quadripolo (e della costante di fase nelle gamme passanti) è diverso secondo che si tratta della cellula originaria o di quella derivata. Due o più cellule ottenute con valori diversi di *m* si possono collegare in catena; e, se la scelta dei valori di *m* è fatta in modo opportuno, si può avere una curva di attenuazione prossima ad un andamento prefissato. Va in particolare notato che la posizione dei punti di infinito dell'attenuazione di quadripolo viene determinata dal valore di *m* e si può pertanto far cadere in punti prescelti.

Nel lavoro originale tali concetti vengono applicati ad alcuni casi particolari di notevole importanza pratica. Prima di tutto, viene mostrato come il collegamento in catena di due cellule derivate equivalga

ad una cellula a X, dal che si scorge la interdipendenza esistente tra queste strutture ed i filtri multipli a ponte di Jaumann. Poi, viene esaminata la cellula di figura 2 *a*, nella quale le reattanze trasversali $\frac{Z^2}{j\,x}$ sono reciproche rispetto a Z^2 (Z reale e positiva) delle reattanze longitudinali. Essa non presenta gamme opache. Egual cosa avviene per le cellule da essa derivate, che, se si assume il rapporto $\Omega = \frac{x}{Z}$ come misura di frequenza, presentano la costante di fase:

$$a = 2 \text{ arc tan } (m\,\Omega) .$$

Una catena di tali cellule si adopera come correttore di fase.

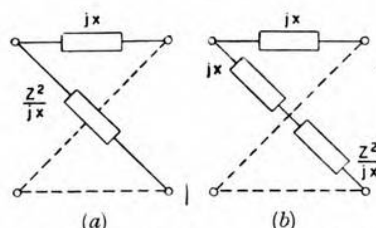


Fig. 2. — Cellule: *a* - per correttore di fase; *b* - generica di filtro.

Nella struttura precedente si può inserire, nei rami trasversali, una reattanza uguale a quella dei rami longitudinali (fig. 2 *b*). Essa corrisponde ai filtri a *k* costante, di Zobel. Le cellule derivate da questa secondo *m* presentano attenuazione di quadripolo infinita per la frequenza:

$$\Omega_\infty = \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}}$$

che si può fare cadere nel punto desiderato, scegliendo per *m* il valore adatto.

Un'ultima cellula (fig. 3 *a*) è quella in cui i rami trasversali hanno la stessa struttura dei rami longitudinali e differiscono solamente per la grandezza delle costanti di cui sono costituiti. In tale cellula conviene mettere in evidenza, in ciascuna reattanza, il fattore numerico Ω_0 che, nel corso del calcolo, viene ad assumere un importante significato. Infatti, la cellula possiede una gamma passante che ha le frequenze limiti $\frac{1}{\Omega_0}$ ed Ω_0. Esse valgono, naturalmente, per la cellula derivata secondo *m* (fig. 3 *b*), per la quale si ha un solo punto di infinito dell'attenuazione, e cioè:

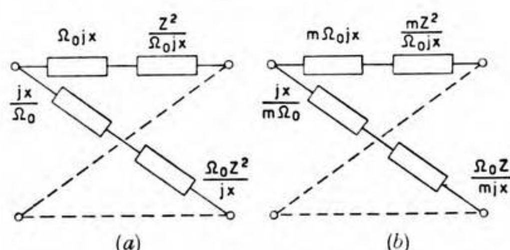


Fig. 3. — Cellule a X, con rami di struttura uguale: *a* - originaria; *b* - derivata secondo *m*.

$$\Omega_\infty = \sqrt{\frac{\Omega_0^2 - m^2}{1 - \Omega_0^2\, m}} .$$

I filtri di banda di Zobel, a differenza di questa, possiedono due punti di infinito, uno per lato della gamma passante. Nella cellula a X l'unico punto di infinito si può far cadere, a piacere, in uno qualunque dei due lati della gamma passante.

Viene sviluppato infine il calcolo numerico di un filtro costituito da due cellule di tale tipo, destinato a depurare una nota a frequenza acustica dai disturbi a bassa frequenza indotti nel generatore e dalle due prime armoniche, con le quali si fanno coincidere i due punti all'infinito delle due cellule.

E. Cr.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

K. Tani, Y. Ito e H. Sinkawa — **Sulle variazioni a lungo periodo nella regione F_2 della ionosfera.** (Proc. I. R. E., novembre 1938, XXVI, 11, pag. 1340-1346, con 5 fig.).

Le osservazioni eseguite al Naval Research Departement di Tokyo dal maggio 1934 a tutto il 1937 sono state utilizzate allo scopo di studiare le possibili cause delle variazioni a lungo periodo nella frequenza critica della regione F_2. Tali variazioni furono dapprima spiegate ammettendo che la quantità di energia assorbita nella regione F_2 dalla radiazione solare varii in dipendenza dall'angolo zenitale del sole, cosicchè si giungerebbe alla conclusione che esse abbiano un periodo paragonabile alla durata delle stagioni e che si presentino invertite nei due emisferi.

I risultati qui raccolti sembrano avvalorare l'ipotesi che le variazioni nella frequenza critica della regione F_2 debbano attribuirsi alla sovrapposizione di due cause, l'una a periodo stagionale, e l'altra a periodo annuale; la seconda di queste cause agirebbe nello stesso senso nei due emisferi, in modo che l'effetto risultante dovrebbe essere la somma degli effetti parziali, nell'emisfero settentrionale, e la loro differenza, in quello meridionale. Quest'ultima ipotesi spiegherebbe completamente i risultati osservati.

Un tentativo di porre in relazione la variazione annuale con il numero delle macchie solari non ha avuto grande successo per l'esiguo numero dei dati sperimentali disponibili.

R. S.

ELETTROTECNICA GENERALE.

W. G. Gustafson — **Schermi magnetici per trasformatori a frequenze acustiche.** (Bell S. T. J., luglio 1938, XVII, pag. 416-437, con 14 fig.).

La necessità di ridurre i campi magnetici parassiti ad intensità minori di 1/1000 di oersted (cioè di circa 0,08 Asp/m) ha condotto ad un più accurato studio delle proprietà degli schermi.

Teorie e formule generali sono state in passato stabilite per i casi più semplici di schermi sferici o cilindrici. Le formule conducono al calcolo del rapporto tra intensità del campo magnetico in assenza dello schermo e intensità del campo interno allo schermo, in funzione del numero degli schermi, nonchè dello spessore, della permeabilità, della distanza reciproca e del diametro di essi.

Si riportano ora interessanti applicazioni pratiche di tali formule al caso di schermi cilindrici concentrici e di schermi non cilindrici di tipo parallelepipedo, di permalloi. Specialmente alle alte frequenze è notevole l'effetto schermante prodotto da materiale non magnetico di alta conduttività, tendente ad eliminare il flusso disturbatore per formazione di correnti parassite nel materiale stesso. Un grafico dimostra l'effetto di tale tipo, dovuto a piastre di rame poste nell'interno dello schermo magnetico, in funzione delle frequenze dei campi disturbatori.

T. L.

E. B. Moullin — **Il coefficiente di temperatura di induttanze per generatori a tubo.** (Proc. I. R .E., novembre 1938, XXVI, 11, pag. 1385-1398).

Riprendendo il concetto che il coefficiente di temperatura delle bobine di induttanza, per effetto del flusso magnetico nell'interno dei conduttori, supera notevolmente quello prevedibile in base al coefficiente di dilatazione lineare, se ne studiano i limiti e si precisano i criteri da seguire nella costruzione di bobine aventi un piccolo coefficiente di temperatura.

Si dimostra come a frequenza zero il coefficiente di autoinduzione che compete al flusso nell'interno dei conduttori (induttanza interna), nel caso di bobine di tipo normale, costruite con conduttori pieni, sia raramente inferiore al 5 % del coefficiente di induzione totale. Al crescere della frequenza questo flusso, a causa dell'effetto di pelle, diminuisce, ma esiste un campo di frequenze in cui è ancora abbastanza elevato perchè si possano avere variazioni dell'induttanza interna tali da rendere il coefficiente di temperatura della bobina eguale, ed anche superiore, a 4 o 5 volte quello calcolato in base al coefficiente di dilatazione lineare.

Il concetto da seguire nella costruzione di bobine a piccolo coefficiente di temperatura è quello di ridurre al minimo l'induttanza interna delle bobine; ciò che può essere ottenuto con una opportuna scelta del diametro del conduttore, o con l'uso di conduttori tubolari, o meglio ancora con l'uso di sottili conduttori direttamente riportati su tubi ceramici.

Data la dipendenza del coefficiente di temperatura dal grado dell'effetto di pelle, un indice della bontà di una bobina è fornito dal rapporto tra la resistenza alla frequenza di lavoro e la resistenza con cor-

rente continua. Se tale rapporto è inferiore a 1,05 la bobina è senz'altro ottima, se è superiore a 16 può essere buona. Nel campo intermedio si hanno in genere bobine cattive.

L. P.

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

J. VAN SLOOTEN — **Stabilità di un oscillatore a triodo con resistenza e capacità di griglia.** (W. E., gennaio 1939, XVI, 184, pag. 16-19, con 3 fig.).

Viene trattato teoricamente il problema delle note interruzioni periodiche del processo di oscillazione che si può avere in un oscillatore con resistenza e capacità di griglia, e vengono stabilite le condizioni precise per cui si hanno o meno tali interruzioni.

Supposto il tubo (fig. 1) in uno stato stazionario di oscillazioni persistenti, la condizione di rigenerazione delle oscillazioni è l'eguaglianza della resistenza r alla resistenza negativa introdotta nel circuito dalla reazione; simbolicamente:

$$[1] \qquad r - \frac{M\,S}{C} = 0\,,$$

dove S è la conduttanza mutua media del tubo per lo stato considerato. Per S viene posto:

$$[2] \qquad S = \frac{S_0}{2}\left(1 - \frac{m}{w}\right),$$

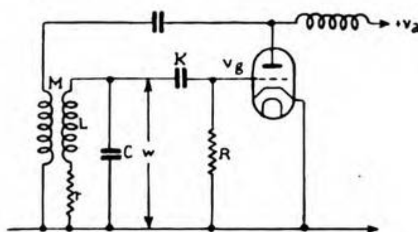


Fig. 1. — Circuito convenzionale di oscillatore a triodo con resistenza e capacità di griglia.

in cui S_0 è la pendenza della caratteristica del tubo, m la differenza (in valore assoluto) tra il potenziale medio di griglia e il potenziale di interdizione, w l'ampiezza delle oscillazioni (1). Si considera allora il processo di spegnimento di queste come conseguenza di una instabilità delle oscillazioni ordinarie dovuta al fatto che, quando il potenziale di griglia medio V_g (negativo) è inferiore (in valore assoluto, superiore) al potenziale di interdizione, ad un aumento (o diminuzione) dell'ampiezza delle oscillazioni corrisponde, supposto V_g costante, un aumento (o diminuzione) della conduttanza mutua media del tubo, e quindi ogni accidentale perturbazione nell'ampiezza delle oscillazioni sarebbe destinata ad aumentare indefinitamente (formula [1]). Per poter avere

(1) L'attendibilità della formula [2] dà adito a qualche dubbio; è da osservare in generale che la precisazione dei parametri di oscillazione, se non è fatta con sufficiente cautela, può dar luogo a notevoli inconvenienti. — *n. d. r.*

oscillazioni persistenti, è perciò necessaria la presenza di un effetto contrastante al precedente; nel nostro caso esso è costituito dal fatto che, al crescere dell'ampiezza delle oscillazioni, cresce la tensione di polarizzazione che si localizza tra le armature del condensatore K, e quindi diminuisce la conduttanza media S. La stabilità delle oscillazioni dipende dalla possibilità che questo secondo effetto ha di controbilanciare quello precedente.

Per precisare quantitativamente tali considerazioni, si suppone l'oscillatore in uno stato stazionario con ampiezza di oscillazioni w e si ammette che questa subisca un incremento Δw della forma:

$$\Delta w = e^{pt} ;$$

è allora evidente che la condizione, affinchè lo stato stazionario considerato sia stabile, è che la parte reale di p sia negativa; attraverso ad alcune deduzioni di carattere matematico, si arriva alla conclusione che la parte reale di p è della forma:

$$K \sqrt[3]{R_i^2 R} - 1{,}4 \frac{L}{r}\left(\frac{w}{m} - 1\right),$$

dove R_i è la resistenza interna di griglia del tubo (rilevabile dalla caratteristica di griglia). La condizione di stabilità è quindi:

$$K \sqrt[3]{R_i^2 R} < 1{,}4 \frac{L}{r}\left(\frac{w}{m} - 1\right).$$

P. Bu.

K. Laemmchen e L. Mueller — **Oscillazioni sinusoidali nei tubi di Habann.** (E. N. T., febbraio 1939, XVI, 2, pag. 37-42, con 10 fig.).

Se il circuito oscillatorio di un magnetron ad anodo sezionato (fig. 1), funzionante come generatore di frequenze basse (secondo Habann), è molto smorzato, la tensione ai suoi estremi non è sinusoidale. Si può correggere tale distorsione, dovuta a difetto di linearità della caratteristica dinamica del generatore, influendo in modo opportuno sulla componente alternata della tensione applicata ai segmenti dell'anodo. Una correzione particolarmente efficace, che non richiede complicazioni del circuito, si consegue attuando lo schema dissimmetrico di Habann di figura 2, ove risulta addirittura soppressa la componente alternata della tensione anodica di uno dei segmenti. La modifica indicata produce un cambiamento di forma nelle caratteristiche statiche del generatore, in virtù del quale la correzione

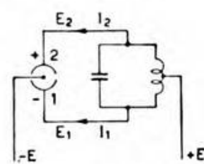


Fig. 1. — Circuito di Habann simmetrico.

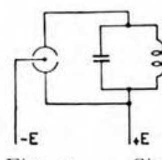


Fig. 2. — Circuito di Habann dissimmetrico.

conseguita risulta praticamente indipendente dalle caratteristiche del circuito esterno. Si possono poi riunire due circuiti dissimmetrici del tipo indicato, attuando il circuito in controfase di figura 3, ove i due magnetron possono essere riuniti nello stesso involucro di vetro, in modo che non è necessario aumentare il traferro del magnete.

Per $\lambda < 300$ m, sia se il magnetron eccita un circuito oscillatorio chiuso ordinario, sia se eccita un sistema di fili di Lecher, il coefficiente di risonanza risulta di solito abbastanza elevato, cosicchè l'oscillogramma della tensione non mostra a prima vista un contenuto di armoniche molto forte. Esse vengono chiaramente rivelate mediante un ondametro e si riscontra che il circuito proposto ne riduce il valore a circa un terzo.

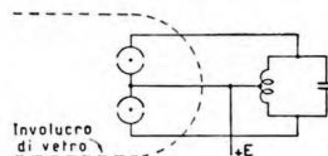


Fig. 3. — Due circuiti dissimmetrici riuniti in controfase.

È stato esaminato anche il caso in cui il tubo sia sede di oscillazioni di frequenza molto elevata e cioè di oscillazioni elettroniche per le quali la forma delle caratteristiche statiche perde ogni importanza. Si è riscontrato che anche in questo caso il circuito in controfase proposto diminuisce considerevolmente il contenuto di armoniche. Per tali onde ultracorte si osserva la presenza di armoniche così dette autonome, che corrispondono ad una frequenza armonica dei fili di Lecher ma che, per effetto della capacità introdotta dai tubi nel primo ventre di corrente dei fili, non coincidono con un multiplo intero della fondamentale e possono avere ampiezza considerevolmente maggiore di questa. L'eliminazione di tali oscillazioni parassite non si può ottenere che con una scelta adatta delle costanti dei tubi, mentre i vantaggi del circuito in controfase si riducono, in questo caso, ad un aumento notevole della potenza erogata.

E. Cr.

E. B. Kurtz e M. J. Larsen — **Alternatore a bassa frequenza.** (Proc. I. R. E., febbraio 1939, XXVII, 2, pag. 148-150, con 4 fig.).

Viene descritto un alternatore elettrostatico per una banda di frequenze da 0 a circa 50 Hz, adatto a fornire onde di forma sinusoidale; di esso è riportato lo schema in figura 1, dove c è un condensatore la cui capacità viene fatta variare sinusoidalmente, e C_0 la capacità residua verso terra del sistema. La figura 2 mostra come siano sagomate le armature fissa e rotante del condensatore per attuare la voluta variazione di capacità.

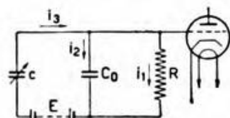


Fig. 1. — Circuito elettrico dell'alternatore a bassa frequenza.

Dalle equazioni di equilibrio per le tensioni e le correnti, che facil-

mente si ottengono per il circuito di figura 1, si può dedurre la condizione che deve essere soddisfatta affinchè la corrente i_1 sia di forma sinusoidale. Tale condizione si esprime con:

$$\omega C R << 1 ,$$

dove:

$$C = \frac{C_{max} - C_{min}}{2}$$

e C_{max} e C_{min} sono i valori massimo e minimo della capacità variabile c.

Nel caso dell'alternatore attuato si ha:

$$C = 50 \ \mu\mu F ,$$

$$C_0 = 200 \ \mu\mu F ,$$

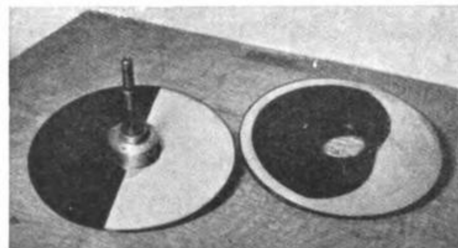


Fig. 2. — Rotore e statore dell'alternatore a bassa frequenza.

$R < 0,5 \ M\Omega$, $\omega < 300$ rad/s , $E = 0 \div 300$ V .

La condizione $\omega C R << 1$ risulta quindi largamente soddisfatta.

Secondo gli autori, tale alternatore è da preferirsi agli oscillatori a tubo, quando siano richieste frequenze di ordine così basso, potenze piccole e forma sinusoidale.

G. Ga.

MISURE.

E. MONTUSCHI — **Sulla misura ad alta precisione di frequenze radio.** (Atti di Guidonia, 15 febbraio 1939, I, 2, pag. 23-40, con 21 fig.).

Si richiama il procedimento normalmente seguito per la misura precisa delle frequenze radio, notando l'influenza che sulla precisione e sulla rapidità della misura hanno da una parte il controllo del campione primario in base ai segnali orari, e dall'altra il confronto della frequenza da misurare con quella del campione primario.

Nei riguardi del controllo del campione primario in base ai segnali orari, si mettono in evidenza i vantaggi e gli inconvenienti del sistema ritmico internazionale e del sistema americano di trasmissione dei segnali, indicando un dispositivo rapido e preciso di controllo, che può essere impiegato con ambedue i sistemi.

Nei riguardi del confronto della frequenza incognita con quella del campione primario, si esaminano tre casi tipici a seconda che la incognita sia molto prossima ad un multiplo esatto di 10 kHz, o ad un multiplo esatto di 1 kHz, o infine abbia un valore generico sensibilmente discosto da un numero intero di kHz.

Per ciascuno di questi casi vengono descritti procedimenti di confronto di alta precisione che, evitando qualunque registrazione meccanica o fotografica, riescono abbastanza rapidi, epperciò particolarmente

adatti quando debbano eseguirsi misure ripetute come per il rilievo delle caratteristiche di stabilità di trasmettitori, per determinazioni su circuiti oscillatori a quarzo, e per svariate ricerche di carattere tecnico-scientifico.

A.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

P. P. ECKERSLEY — **Radiodiffusione con bande laterali dissimmetriche.** (Proc. I. R. E., settembre 1938, XXVI, 9, pag. 1041-1092, con 27 fig.).

In considerazione delle note difficoltà di riservare ad ogni trasmettitore per radiodiffusione un canale di frequenza abbastanza largo, qualunque sistema per utilizzare in modo migliore il canale disponibile o per restringerne la larghezza senza peggiorare la qualità della trasmissione deve essere attentamente analizzata.

Da tempo è stata discussa la possibilità di trasmettere una sola banda laterale, riducendo a metà il canale di frequenza occupato per una data qualità di trasmissione. L'ostacolo principale all'adozione di tale espediente dipende dal fatto che i ricevitori attualmente in uso, possedendo una curva di selettività di tipo simmetrico ed un rivelatore che segue l'inviluppo di modulazione, risulterebbero scarsamente selettivi (qualora la banda di frequenze lasciata libera da una banda laterale soppressa venisse occupata da un'altra trasmissione) e darebbero una distorsione non tollerabile specialmente in corrispondenza di elevate percentuali di modulazione. La sostituzione di tutti i ricevitori esistenti o la loro modificazione non sono, per ragioni evidenti, praticamente possibili.

Si propone un sistema intermedio, e cioè la soppressione parziale di una banda laterale. In tal modo i ricevitori attuali potrebbero essere ancora usati, pur venendo gradualmente sostituiti da ricevitori meglio adatti al nuovo tipo di trasmissione. In un successivo periodo la dissimmetria verrebbe aumentata, ed infine si arriverebbe al sistema di trasmissione con una sola banda laterale, procedendo così per gradi e quindi senza provocare proteste troppo vivaci da parte dei possessori di ricevitori di vecchio tipo.

I principi da cui dipende la possibile attuazione del sistema dissimmetrico sono due e precisamente:

1) Per trasmissioni normali la percentuale massima di modulazione diminuisce col crescere della frequenza. Una curva di probabilità, ricavata dall'esame di un grande numero di trasmissioni di tipo diverso, dimostra che la massima profondità probabile di modulazione si mantiene costante sull'80 % sino a 1 kHz e poi cala rapidamente al 40 % per 2 kHz, al 10 % per 4 kHz, al 3 % per 8 kHz, e via di sèguito.

2) La percentuale di distorsione dovuta a dissimmetria nelle bande laterali è, in prima approssimazione, proporzionale alla profondità di

modulazione. Un'analisi particolareggiata della deformazione dell'inviluppo, dovuta sia a dissimmetria sia a differenza di fase delle bande laterali, conferma che la differenza di fase dà origine a forti distorsioni, mentre la dissimmetria porta a distorsioni minori (al massimo 13 % per modulazione del 100 % e proporzionalmente meno per profondità di modulazione minori); dissimmetria e differenza di fase contemporaneamente presenti dànno distorsioni minori e tollerabili, se tale differenza non supera 90°. In base a queste considerazioni viene proposto un taglio graduale che abbia inizio ad 1 kHz e risulti completo a 4 kHz; se non vi è distorsione di fase, la distorsione dovuta alla dissimmetria risulterebbe del 2 % circa.

L'analisi delle condizioni di interferenza per un gruppo di trasmettitori del tipo studiato conduce ai risultati seguenti:

a) se le attuali condizioni sono considerate accettabili, la separazione tra le portanti può essere ridotta da 9 a 6 kHz;

b) mantenendo l'attuale separazione a 9 kHz, l'interferenza può essere ridotta a 1/10;

c) portando la separazione a 11 kHz, si otterrebbe soppressione completa delle interferenze e trasmissione con altissima fedeltà.

Passando infine al problema pratico, la soppressione parziale di una banda laterale può essere ottenuta inviando il segnale modulato in un opportuno filtro. Sono stati studiati i filtri classici giungendo alla conclusione che, se la distorsione di fase è mantenuta entro limiti accettabili, l'attenuazione non è abbastanza energica, e viceversa. Una soluzione soddisfacente si è trovata impiegando un passa-banda e poi un arresta-banda: i due filtri, non essendo saldabili, devono essere separati da uno stadio amplificatore. Siccome poi ambedue i filtri presentano un'impedenza di ingresso di andamento molto irregolare, è necessario ricorrere a basse resistenze in parallelo sull'ingresso, in modo che per i tubi amplificatori l'impedenza anodica si avvicini abbastanza ad una resistenza pura e costante; il rendimento in potenza risulta naturalmente molto scarso. I filtri possono venire convenientemente attuati solo per frequenze di portante abbastanza basse, e quindi il segnale modulato deve poi essere convertito di frequenza ed amplificato.

Un piccolo trasmettitore sperimentale funzionante senza conversione di frequenza su 30 kHz è stato costruito; si ritiene però che le varie difficoltà dipendenti dal progetto e dall'attuazione dei filtri, possano essere superate in un successivo tempo in modo più semplice. In sèguito alla parziale soppressione di una banda laterale, le alte frequenze di modulazione risultano attenuate di circa 6 dB; tale attenuazione può tuttavia essere agevolmente compensata nella parte a frequenza acustica del trasmettitore, che precede il modulatore.

I ricevitori attuali possono essere mantenuti in uso, ma per utilizzare completamente le possibilità del nuovo sistema è opportuno introdurre gradualmente ricevitori appositamente studiati con curva di selettività dissimmetrica; inoltre, con un rinforzamento della portante, si

può quasi sopprimere l'eventuale distorsione e preparare i ricevitori ad una completa soppressione di una banda laterale.

Con il trasmettitore descritto sono state condotte prove per studiare la distorsione effettivamente presente: un commutatore permetteva di passare dalla trasmissione normale a quella dissimmetrica. I risultati sono stati abbastanza buoni, quantunque, in sèguito a non perfetta regolazione del complesso, la qualità di riproduzione non sia riuscita ottima tanto in un caso quanto nell'altro.

Viene infine brevemente ricordato il sistema, brevettato dal Koomans, che è simile dal punto di vista dei risultati, ma differisce per il modo di ottenere la trasmissione dissimmetrica.

[*Le curve della distorsione e della riduzione dell'uscita acustica per effetto di dissimmetria e di differenza di fase delle bande laterali, derivate dall'autore, sono perfettamente simili a quelle già pubblicate in questa rivista* (1). *L'uscita acustica viene riferita da Eckersley all'intensità della banda laterale non attenuata invece che alla semisomma, col risultato che si ottengono per essa variazioni molto più forti. Per ricavare tali grafici egli ha fatto egualmente ricorso allo sviluppo in serie del radicale, arrestando però tale sviluppo ai termini di secondo grado; in tale modo non compare l'effetto di secondo ordine della percentuale di modulazione sulla distorsione e sull'uscita acustica; le differenze sono per altro modeste per percentuali di modulazione non troppo elevate.* — n. d. r.]

G. C.

TUBI ELETTRONICI.

H. Holzwarth — **Incostanza dell'intraeffetto e distorsioni cubiche nei triodi.** (E. N. T., gennaio 1939, XVI, 1, pag. 27-36, con 12 fig.).

La predeterminazione dei fattori di distorsione, relativi alla seconda ed alla terza armonica della corrente erogata da un triodo in un carico ohmico, eseguita mediante l'equazione della superficie caratteristica:

$$I_a = k\,(V_g + D\,V_a)^\gamma\,,$$

nella ipotesi che D resti costante su tutta la porzione di superficie che interessa, fornisce valori della distorsione quadratica concordi con quelli ricavati sperimentalmente. La concordanza viene invece a mancare per il fattore di distorsione cubica, per il quale non appare più lecito trascurare le variazioni di D.

Se si pone:

$$D = a + b\,\frac{V_g}{V_a}$$

(a e b costanti, b negativa), relazione valida per parecchi tipi di tubi,

(1) G. Cocci: Deformazione della modulazione di ampiezza in catene di circuiti risonanti - A. F., 1933, II, p. 651.

e se si adopera l'equazione della superficie caratteristica, proposta da Harnisch e Raudorf:

$$I_a = k\, f\,(b) \left(V_a{}^b \frac{V_g + \dfrac{a}{b+1} V_a}{1 + \dfrac{a}{b+1}} \right)^{\frac{3}{2(b+1)}} ,$$

si possono facilmente calcolare, per un tubo accoppiato ad una resistenza ohmica R_a mediante un trasformatore ideale, i fattori di distorsione quadratica e cubica:

$$k_{2\omega} = \frac{a_2}{\sqrt{2\,R_a}} \sqrt{P_a}\,, \qquad k_{3\omega} = \frac{a_3}{2\,R_a}\, P_a\,,$$

ove P_a è la potenza resa ed a_2 e a_3 sono due coefficienti, funzioni dei parametri del tubo, di R_a e del punto di lavoro (V_{a0}, I_{a0}).

Dalle espressioni esplicite di a_2 ed a_3 si scorge che entrambi sono somma di due addendi: uno dei quali è funzione delle sole variazioni

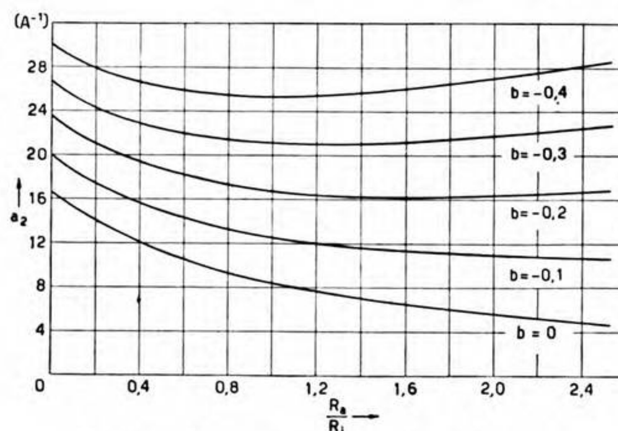


Fig. 1. — Coefficiente di distorsione quadratica per $\frac{R_i}{V_{a0}} = 40\ \mathrm{A}^{-1}$ e $I_{a0} = \frac{1}{100}$ A.

di pendenza, ed è uguale a quello che si otterrebbe ponendo $D =$ costante, l'altro è invece funzione delle sole variazioni di intraeffetto. In a_2 predomina il primo addendo, mentre il secondo può essere considerato come un termine correttivo che non modifica sostanzialmente il valore e l'andamento del coefficiente. In a_3, invece, i due addendi sono di segno contrario e, anche per valori di b molto piccoli, pressochè dello stesso ordine di grandezza; in certe condizioni, la distorsione cubica dovuta alle variazioni di pendenza compensa esattamente la distorsione

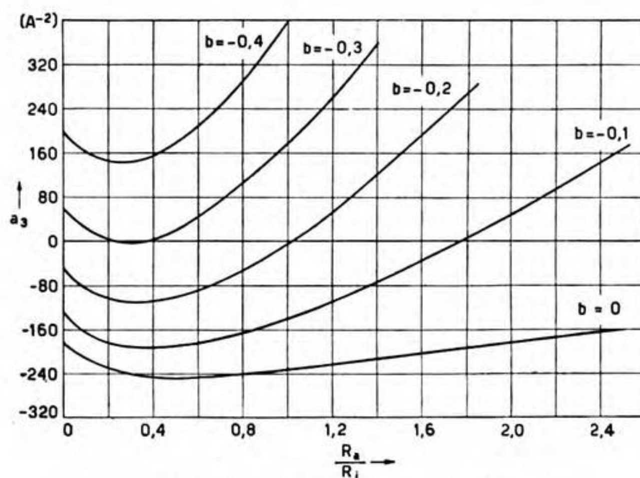


Fig. 2. — Coefficiente di distorsione cubica per $\frac{R_i}{V_{a0}} = 40\ \text{A}^{-1}$ e $I_{a0} = \frac{1}{100}$ A.

dovuta alle variazioni di intraeffetto. Nelle figure 1 e 2 sono tracciate, per diversi valori di b e in funzione di R_a/R_i, le curve di a_2 ed a_3 calco-

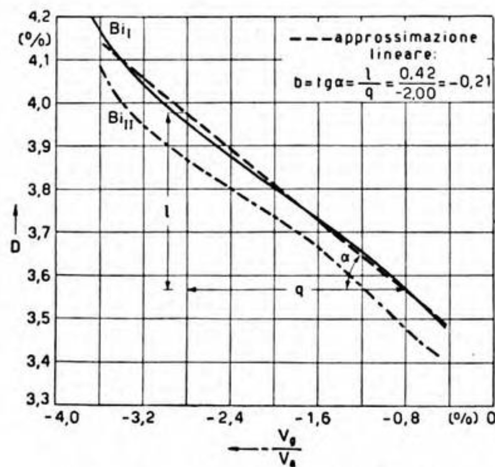


Fig. 3. — Intraeffetto di tubi Bi.

late per un tubo ideale, soddisfacente alle condizioni anzidette e funzionante nel punto di lavoro definito dai valori:

$$\frac{R_i}{V_{a0}} = 40 \text{ A}^{-1} \quad \text{e} \quad I_{a0} = \frac{1}{100} \text{ A} .$$

Osservando la figura 2 si vede come esista, almeno teoricamente, la possibilità di ridurre in misura considerevole, o di annullare addirittura, la distorsione cubica negli amplificatori dove essa predomina (amplificatori a montaggio simmetrico) con la scelta di valori opportuni del rapporto di adattamento R_a/R_i. A questo proposito, giacchè per considerazioni di altro genere il rapporto stesso non può superare un certo valore, appare addirittura conveniente che b non sia troppo piccolo.

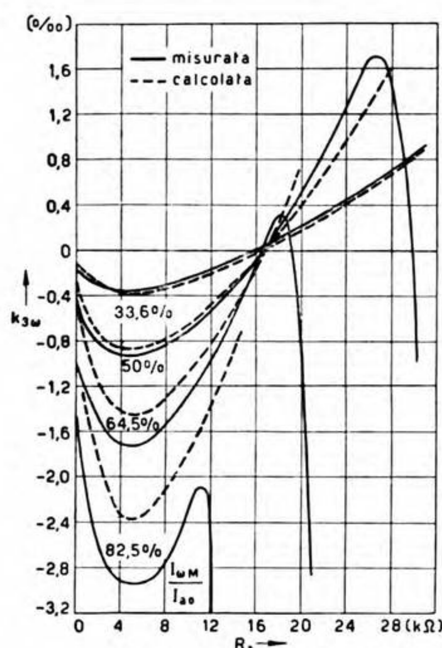


Fig. 4. — Distorsioni cubiche di un tubo Bi.

È stato già accennato che l'ipotesi che D sia una funzione lineare di V_g/V_a non è valida in generale. Essa però appare verificata con sufficiente approssimazione in alcuni tipi di tubi; si vedano, ad esempio, le due curve di figura 3, una a linea continua, l'altra tratteggiata, ricavate da due tubi per amplificatori telefonici dello stesso tipo. Per il primo tubo, in particolare, l'approssimazione lineare può dirsi veramente soddisfacente; uguale concordanza si osserva tra i valori di $k_{3\omega}$ calcolati e quelli ricavati sperimentalmente, che sono raccolti nella figura 4; è stato assunto come parametro il rapporto tra l'ampiezza della fondamentale della corrente erogata $I_{\omega M}$ e la componente continua I_{a0}.

Il punto di lavoro del tubo era: $V_{a0} = 290$ V, $I_{a0} = 8$ mA; la resistenza interna ricavata dalle caratteristiche statiche era $R_i = 11\,900\ \Omega$.

Nel lavoro originale vengono rammentate le cautele che occorre osservare per eseguire misure di distorsione cubica sui triodi (esclusione di trasformatori, di induttanze a nucleo di ferro nei filtri, e così via) e viene descritto il metodo adottato per le verifiche sovraccennate.

E. Cr.

K. Okabe — **Magnetron a fascio elettronico e oscillazioni dei magnetron di tipo B.** (Proc. I. R. E., gennaio 1939, XXVII, 1, pag. 24-27, con 15 fig.).

Mediante un magnetron ad anodo segmentato (con due o quattro segmenti) si possono generare oscillazioni di alta frequenza classificabili in due tipi: oscillazioni di tipo A, la cui frequenza è quasi indipendente dalle costanti del circuito oscillatorio esterno; oscillazioni di tipo B, la cui frequenza dipende notevolmente dalle costanti del circuito esterno. Le oscillazioni di tipo B non sono da confondere con quelle ottenibili in dipendenza dalla caratteristica statica a resistenza differenziale negativa.

Adatti in maniera particolare alla generazione di oscillazioni di tipo B si dimostrano alcuni magnetron che l'autore chiama a fascio elettronico (1). L'anodo di tali tubi è cilindrico e non segmentato: esso ha la sola funzione di stabilire un campo elettrico approssimativamente radiale. Gli elettrodi segmentati, ai quali fa capo il circuito oscillatorio esterno, sono invece situati in corrispondenza delle basi del cilindro anodico e possono essere due o quattro per parte. Le oscillazioni si innescano quando il campo magnetico ha valore superiore al così detto campo critico e soltanto in regime oscillatorio i segmenti laterali raccolgono elettroni. Alcune curve caratteristiche mettono in evidenza che le lunghezze d'onda ottenibili crescono col crescere dell'intensità del campo magnetico: per ogni valore di questo, il circuito oscillatorio esterno viene naturalmente accordato in modo che sia massima la potenza erogata dal tubo.

I tubi con i quali gli esperimenti sono stati eseguiti si dimostrano atti alla generazione di frequenze comprese fra circa 450 e 75 MHz. Il rendimento può raggiungere il 70 %; la potenza utile, ottenuta da un tubo raffreddato ad aria, il valore di 100-200 W con lunghezze d'onda fra 50 e 80 cm.

L'autore presenta uno schema teorico d'interpretazione dei fatti osservati sperimentalmente, che egli reputa possa accordarsi sufficientemente bene con i fatti stessi.

A. G.

---

(1) Report Radio Research Japan, 1937, VII, p. 1; A. F., 1938, VII, p. 342.

CRONACA TECNICA

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

Oltre all'ordinario fruscio, sono stati osservati da R. F. Chase — che ne riferisce in *Proc. I. R. E.* del novembre 1938 — **fenomeni di « cinguettio » in una linea telefonica aerea,** lunga circa 5 km e utilizzante la terra come conduttore di ritorno. Questo disturbo, che risulta un suono di circa 1550 Hz, ha inizio con debole intensità poco prima del tramonto del sole, raggiunge un massimo poco prima della mezzanotte e scompare poco dopo il sorgere del sole.

L'autore ritiene di poter individuare la causa del disturbo in scariche statiche che si produrrebbero sporadicamente nell'atmosfera, e che darebbero origine a perturbazioni propagantisi in senso verticale e riflettentisi sul terreno e sullo strato E della ionosfera. Dalla frequenza osservata si ricaverebbe un'altezza apparente dello strato E in buon accordo con le determinazioni eseguite con altri metodi. La costanza della frequenza del suono osservato indicherebbe una buona costanza dell'altezza di detto strato, il quale sarebbe inoltre molto più riflettente durante le ore notturne. Le variazioni di frequenza all'inizio e alla fine della notte confermerebbero l'effetto della luce solare sulla ionosfera.

R. S.

MISURE.

Per analizzare in serie di Fourier funzioni non sinusoidali (in particolare i diagrammi dei suoni), è stato creato un apparecchio a rapido funzionamento, il quale eseguisce per via ottica le integrazioni necessarie al calcolo dei coefficienti della serie. Di tale **analizzatore ottico di armoniche** riferisce H. C. Montgomery nel numero del luglio 1938 di *Bell S. T. J.*

Supponendo che la funzione $f(x)$ da esaminare sia rappresentata su di una pellicola del tipo a densità, o ad area, variabile, se ad essa si sovrappone una pellicola, del tipo a densità variabile, rappresentante una funzione sinusoidale di frequenza nota, la frazione di luce che passa attraverso ogni punto delle due pellicole sovrapposte ha il valore di

$f(x)$ sen $(nx)\,dx$. La quantità totale di luce che passa attraverso l'intervallo di pellicola compreso tra o e 2π dà l'integrale $\int_0^{2\pi} f(x)$ sen $(nx)\,dx$, il quale può rendersi massimo regolando opportunamente la posizione reciproca delle due pellicole.

L'apparecchio che permette di attuare questo principio consta essenzialmente di un banco ottico munito di una lampada ad intensità costante e di una fotocellula; il raggio, dopo di aver attraversato la pellicola su cui è registrata la funzione da analizzare, e quindi quella ausiliaria a densità variabile sinusoidalmente, va a colpire la fotocellula. Il segnale fornito da quest'ultima viene amplificato ed applicato quindi ad uno strumento registratore.

Mediante l'apparecchio descritto un suono può essere analizzato sino alla sua trentesima armonica, in poco più di un minuto e mezzo, ma la precisione ottenuta non sembra notevole.

T. L.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Si sono eseguite **prove di trasmissioni radiotelegrafiche transcontinentali molto celeri mediante il sistema ad impulsi,** il quale consente l'invio simultaneo di 6 dispacci e la loro ricezione su apparati stampanti, e funziona in maniera assai soddisfacente anche in condizioni di propagazione relativamente sfavorevoli. Il metodo consiste nel trasmettere, invece di un segnale elementare telegrafico completo, soltanto un breve impulso all'inizio del segnale stesso. L'impulso viene convertito nuovamente in segnale completo presso il ricevitore e perciò bisogna che in esso vengano generati impulsi periodici la cui distanza deve coincidere esattamente con la durata di un segnale telegrafico elementare presso il trasmettitore. Occorrono a tale scopo speciali dispositivi, atti ad assicurare il sincronismo tra le due apparecchiature: essi vengono descritti da E. Hudec nel numero di gennaio 1939 di *E. N. T.*

Tra gli altri vantaggi, il sistema presenta quello di cimentare i tubi finali del trasmettitore soltanto durante una frazione del tempo totale di funzionamento; perciò consente di irradiare, senza che i tubi risultino sovraccaricati, una potenza considerevolmente più elevata di quella che sarebbe consentita con una trasmissione telegrafica ordinaria.

Il sistema è stato accuratamente esperimentato dalla « Reichspost » tra Berlino e Buenos Aires; qui i segnali venivano ricevuti con due diverse antenne opportunamente distanziate. Durante le prove sono state studiate le influenze esercitate dai disturbi locali alla ricezione e dai fenomeni perturbatori connessi con la propagazione delle onde. Una parte notevole del materiale raccolto durante le prove è riportata nel lavoro originale. Il sistema si è dimostrato sufficientemente sicuro per un servizio commerciale; e durante prove proseguite per 24 ore con-

secutive, si sono registrati difetti di trasmissione per una durata pari soltanto al 0,2 °/₀₀ del tempo complessivo di servizio.

E. Cr.

VARIE.

Nella moderna tecnica è spesso indispensabile poter ottenere fotogrammi di organi in rapido movimento. I normali sistemi cinematografici a pellicola ferma davanti all'obbiettivo, non consentono di superare la velocità di 200 immagini per secondo; oltre questa velocità non è possibile far procedere a scatti la pellicola, poichè si produrrebbe la lacerazione della perforatura per effetto delle notevoli forze d'inerzia

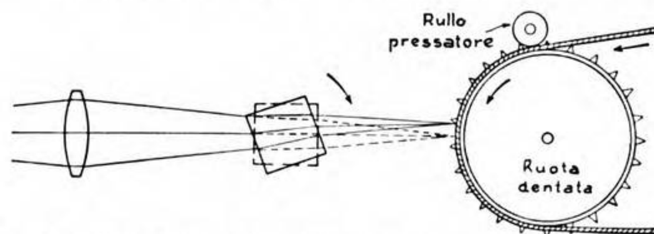


Fig. 1. — Disposizione schematica della camera ad alta velocità.

dovute alle elevatissime accelerazioni. Si deve perciò ricorrere al movimento continuo.

Per avere sulla pellicola a movimento continuo un'immagine nitida, è necessario che l'oggetto, di cui si vuole la riproduzione, abbia un'illuminazione stroboscopica di brevissima durata, oppure che l'immagine stessa accompagni la pellicola durante il movimento. A questo secondo tipo appartiene la camera creata per **cinematografia ad alta velocità** da W. Herriott, uno dei più noti specialisti in materia, che la descrive nel *Bell S. T. J.* del luglio 1938.

La camera, di un'estrema semplicità e sicurezza di funzionamento, fa svolgere la pellicola davanti all'obbiettivo ad una velocità elevata, corrispondente a circa 4000 fotogrammi per secondo. L'organo deflettore, che sposta l'immagine sincronicamente al movimento della pellicola, è costituito da un prisma di cristallo a sezione quadrata, ruotante in senso contrario a quello del tamburo della pellicola.

Una serie di nitide fotografie illustra le utili applicazioni della macchina alla soluzione di diversi problemi di meccanica.

T. L.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

L'Istituto Nazionale per le Applicazioni del Calcolo nel quadriennio 28 ottobre 1933-XII - 27 ottobre 1937-XV. — Pubblicazione n. 27 dell'I. N. A. C., Roma, 1938. — Un volume di VIII-133 pagine, con 2 figure. — Senza indicazione di prezzo.

Il volume, che è pubblicato a cura dell'Istituto Nazionale per le Applicazioni del Calcolo, fondato nel 1932 dal Consiglio Nazionale delle Ricerche, mette in rilievo l'importanza di questa istituzione, della quale fu già data altra volta notizia (1) e che, oltre ad occuparsi del progresso di tutte le varie applicazioni della matematica, si è già rivelata anche efficacissima nello sviluppo di taluni indirizzi di pura ricerca matematica e fisico-matematica.

Il volume ha lo scopo di portare a conoscenza degli ambienti scientifici, tecnici e industriali le vaste possibilità che l'Istituto offre per lo sviluppo delle loro ricerche e delle loro attuazioni.

Si inizia con una prefazione di S. E. Puppini, nella quale si riconoscono all'Istituto sia una missione puramente scientifica, sia la capacità a dare un benefico contributo a quella indipendenza cui la Nazione deve tendere in tutti i rami della produzione. Segue un'esposizione d'insieme, dovuta al Direttore dell'Istituto, professore Picone, sull'attività scientifica e tecnica sviluppata nel quadriennio XII-XV, esposizione che mette in luce i contributi al progresso delle matematiche pure e delle loro applicazioni alle altre scienze ed alla tecnica. Viene poi illustrata — per cura del dottore Frascherelli — l'organizzazione dell'Istituto, indicata la composizione del Consiglio Direttivo e del personale di ricerca e di esecuzione, e riportato l'elenco delle pubblicazioni del personale stesso. Per ultimo si presenta il rendiconto delle ricerche compiute nel quadriennio.

Dato lo scopo del volume, tale rendiconto espone, nessuno escluso, tutti gli argomenti, dai più modesti ai più elevati, che hanno formato

(1) A. F., 1937, VI, p. 272.

oggetto dei lavori dell'Istituto. Essi rientrano nei seguenti campi: scienza delle costruzioni e teoria matematica dell'elasticità; statica delle costruzioni aeronautiche e navali; fenomeni vibratori nelle costruzioni civili, navali, aeronautiche e ferroviarie; costruzioni in cemento armato; costruzione di ponti; idraulica; strade ferrate; costruzione di macchine; elettrotecnica; elettromagnetismo; radiotecnica; termotecnica; termologia; aerodinamica; geofisica; ottica geometrica; economia industriale; statistica; finanza; dinamica economica; balistica; tecnica del tiro; tabellazione di funzioni classiche.

Dal rendiconto si desume come l'Istituto possa completamente dominare tutte quelle ricerche che sono state ricondotte all'integrazione di equazioni o di sistemi di equazioni differenziali ordinarie, lineari o non, con condizioni, per le soluzioni, iniziali o anche terminali. Si desume altresì che esso può fornire la conoscenza quantitativa delle soluzioni di equazioni differenziali ordinarie, in dipendenza di opportuni valori numerici attribuiti ai parametri, in modo che si possa riconoscere quale influenza ha, nel fenomeno in istudio, la variazione di uno o di parecchi di essi, precisamente come se la soluzione fosse nota in termini finiti.

L'Istituto Nazionale per le Applicazioni del Calcolo ha, in breve tempo, raccolto notevoli benemerenze, prestando la sua collaborazione ad enti pubblici e privati. La lettura del volume permette di rilevarne gli alti intendimenti e l'accurata organizzazione; il numero e l'importanza delle ricerche, in esso citate, dimostrano come l'istituzione, che soddisfa ad un bisogno sentito, abbia già concorso in modo efficace alla risoluzione di non pochi importanti problemi.

A. P.

***

N. Solina. — *Misure radioelettriche.* — Società Anonima Editrice Dante Alighieri, Milano, 1939. — Un volume di XI-208 pagine, con 235 figure. — Prezzo L. 10.

Il libro contiene i seguenti capitoli: Apparecchi sussidiari - Strumenti di misura - Taratura degli strumenti di misura - Ondametri e oscillatori - Taratura degli ondametri e oscillatori - Misure di resistenze in alta frequenza - Misura dei coefficienti di autoinduzione e di mutua induzione in alta frequenza - Misura della capacità dei condensatori in alta frequenza - Misure sulle antenne - Misure sulle bobine e sui telai - Rilievo delle curve caratteristiche dei cristalli e dei tubi elettronici - Determinazione e misura dei parametri dei tubi elettronici - Prove sui tubi elettronici e sui radioricevitori.

Il volume è destinato ad integrare la preparazione dei periti industriali e a servire di introduzione all'attività di laboratorio per chi debba dedicarsi alle misure radiotecniche. È pregio dell'opera offrire, di una materia non priva di difficoltà notevoli, un'esposizione necessariamente elementare, ma tuttavia ordinata, chiara e sufficientemente completa,

atta ad agevolare ai giovani il cómpito dell'avviamento al lavoro pratico.

Per numerosi metodi viene esposta, oltre l'esecuzione mediante onde persistenti, anche quella con onde smorzate; dato l'uso quasi esclusivo delle prime nella tecnica moderna delle misure, ai metodi con onde smorzate si sarebbe potuto dare uno svolgimento più limitato, riservando invece un'esposizione più ampia, e in taluni punti più accurata, ad argomenti che, considerata la preparazione tecnica dei lettori, sembrano suscettibili di più completa o più rigorosa trattazione. Così, ad esempio, nella misura delle capacità interne di un tubo elettronico, si lascia àdito all'equivoco fra capacità interelettrodiche dirette e capacità complessive fra due elettrodi; e nel procedimento per dedurre l'espressione della resistenza interna di un tubo secondo il metodo a corrente continua attribuito ad Appleton, invece della resistenza dinamica viene introdotta quella statica.

A parte tali lievi mende, che saranno facilmente eliminate in una eventuale prossima edizione, il libro renderà senza dubbio utili servizi, in particolare per gli scopi e nell'àmbito di lettori cui è destinato.

G. H.

***

L. PERONI. — *Le antenne riceventi.* — Radio Industria, Milano. — Un fascicolo di 40 pagine, con 31 figure. — Prezzo L. 4.

Questo volumetto espone un insieme di norme che, come dice l'autore, non hanno la pretesa di essere assolutamente complete, ma soltanto una guida nella buona installazione delle antenne dei comuni apparecchi radioriceventi.

Dopo una breve introduzione sulle radiocomunicazioni vengono riassunti i pregi ed i difetti dei vari tipi di antenne riceventi.

La proprietà fondamentale di una buona antenna è di raccogliere nel miglior modo le trasmissioni radiofoniche riducendo al minimo la captazione dei disturbi locali. Questo viene ottenuto particolarmente con l'impiego delle antenne antiparassiti. Vengono descritti due tipi di antenne: uno con aereo a dipolo e linea bilanciata e l'altro con aereo marconiano e linea schermata.

Dall'analisi delle antenne riceventi l'autore deduce che:

1) le antenne interne sono consigliabili soltanto in caso di assenza di disturbi locali, o quando si intende limitare la ricezione alle stazioni vicine e più potenti;

2) le antenne esterne normali sono da adoperare nei casi di assenza di disturbi e sono sempre preferibili a quelle interne;

3) in presenza di disturbi locali sono assolutamente da preferire in ogni caso le antenne antiparassiti;

4) la presa di terra è sempre consigliabile, ed è necessaria per le antenne antiparassiti.

Alla fine del fascicolo viene dato un breve cenno sulle prese di terra e sopra l'impianto di antenne collettive per l'alimentazione di più ricevitori.

G. G.

***

L. M. MYERS. — *Electron optics, theoretical and practical.* — Champan a. Hall, London, 1939. — Un volume di XVII-618 pagine, con 379 figure. — Prezzo 42 scellini.

Dopo la pubblicazione dell'ormai classico trattato di ottica elettronica geometrica di Brüche e Scherzer, nonostante che la letteratura specifica su questo argomento sia stata copiosissima, non si era avuto ancora un libro che raccogliesse tutti i progressi teorici e pratici di questa recente branca della scienza. Il nuovo bel lavoro rimedia pienamente a questa mancanza.

Il contenuto dell'opera è larghissimo perchè, oltre ad essere un trattato di ottica elettronica, il libro è una vasta raccolta di insegnamenti di « arte elettronica », preziosi per coloro che si dedichino allo studio e alla costruzione dei tubi elettronici. Nella prima parte, che è essenzialmente teorica, stabilita l'analogia fra luce ed elettroni, sono dimostrate per mezzo dei principi di Fermat e di Hamilton le principali leggi dell'ottica elettronica in analogia con l'ottica ordinaria; partendo da queste leggi, viene risolto il problema del cammino di un elettrone in un campo elettrico e magnetico. Come conseguenza, deriva la teoria delle lenti elettriche e magnetiche, a cui è dedicato un lungo capitolo, particolarmente interessante per lo studio teorico e sperimentale dei campi a simmetria assiale. Dei sistemi ottici elettronici studiati sono diffusamente trattate le aberrazioni nonchè i modi per eliminarle.

Nella seconda parte si studiano, da un punto di vista sia teorico sia pratico, le principali applicazioni dell'ottica elettronica: microscopio e telescopio elettronico, moltiplicatore a emissione secondaria, tubo di Braun, iconoscopio e cinescopio, con tutti i loro più recenti perfezionamenti; è esaminata, inoltre, l'applicazione dell'ottica elettronica ai tubi termoionici comuni. Siccome, poi, per chiunque voglia dedicarsi all'ottica elettronica, è assolutamente necessario conoscere i principi della tecnica del vuoto, un capitolo si occupa di questo; sono forniti interessanti particolari sulla fabbricazione dei moderni catodi ad ossido, termoionici e fotoelettrici, sugli assorbitori (*getters*), sugli schermi fluorescenti, sui vari processi di metallizzazione nel vuoto e infine sulla misura delle basse pressioni.

Il libro termina con una bibliografia molto ampia. Numerose e chiare illustrazioni rendono più facile la sua lettura. In complesso si può dire che esso raggiunge in modo veramente felice lo scopo prefisso.

Sa. Ma.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Inaugurazione dell'Istituto Nazionale di Elettroacustica e commemorazione di Orso Mario Corbino. — Il 30 aprile ha avuto luogo a Roma nella sede di via Panisperna la solenne inaugurazione dell'Istituto Nazionale di Elettroacustica Orso Mario Corbino, creato dal Consiglio Nazionale delle Ricerche, e la commemorazione di quegli che ne promosse la fondazione.

Presiedette la riunione S. E. il Maresciallo Badoglio nella sua qualità di Presidente del C. N. R., assistito dal Vicepresidente S. E. il Senatore Giannini e dal Segretario Generale dottore Frascherelli. Intervennero i rappresentanti della Presidenza del Consiglio, del Senato, della Camera dei Fasci e delle Corporazioni, quelli dei Ministeri dell'Educazione Nazionale, della Guerra, della Marina, delle Corporazioni, dei Lavori Pubblici, della R. Accademia d'Italia, della R. Accademia dei Lincei, del Governatorato di Roma e di molti Istituti scientifici e culturali, nonchè i membri della famiglia Corbino e numerose autorità politiche e cittadine.

Il professore Luigi Lombardi, Presidente dell'Istituto, ne ha brevemente illustrato le alte finalità e delineato lo sviluppo attuale, commemorando il Senatore Corbino, che caldeggiò fin dal 1936 la fondazione di esso, e che nel campo della scienza pura come in quello delle applicazioni industriali ha lasciato traccia incancellabile.

L'oratore ha rievocato la nobile figura di lui, che il Senatore Blaserna chiamò giovanissimo dalla cattedra di fisica sperimentale di Messina a quella di fisica complementare di Roma, prima occupata da Alfonso Sella, preconizzandolo come proprio successore nella direzione dell'Istituto Fisico della Capitale; e ne ha ricordato i solenni riconoscimenti ottenuti per i lavori scientifici dalla R. Accademia dei Lincei nel 1914 e dalla R. Accademia d'Italia nel 1933, e le alte cariche amministrative e politiche occupate prima come Presidente del Consiglio Superiore delle Acque e di quello dei Lavori Pubblici, poi come Senatore e Ministro della Pubblica Istruzione nel 1921 e come Ministro dell'Economia Nazionale nel 1923.

Senza addentrarsi nell'esame delle sue opere scientifiche, già fatto dai collaboratori più fedeli, il professore Lombardi ha rammentato le principali fra di esse, ed ha rievocato la duplice personalità dello scomparso: uomo politico, che nel periodo burrascoso del dopo guerra non esitò a sacrificare alle necessità contingenti una parte delle sue aspirazioni scientifiche per giovare al Paese con la propria autorità, e uomo di studio, affascinato dalla bellezza e dalla grandiosità delle nuove scoperte, conscio di doverne trarre, per la sua scuola, alimento di ricerche



S. E. il Maresciallo Badoglio
inaugura l'Istituto Nazionale di Elettroacustica Orso Mario Corbino.

feconde. L'opera dell'uno e dell'altro fu parimenti meritoria e si fuse in una mirabile armonia, mediante la quale egli potè assicurare all'Istituto di Fisica un nuovo splendore, e rendere al Paese servizi segnalati.

Perciò rimase egli circondato nell'arengo politico come in quello accademico da un'aureola di universale estimazione, e l'Istituto Fisico di Roma divenne per opera sua il centro più importante degli studi fisici in Italia, ed uno dei focolari più fecondi di scoperte nel campo mondiale delle ricerche nucleari.

Ai problemi di elettroacustica si volse il Corbino negli ultimi anni, bene intuendone l'interesse nel campo scientifico e in quello delle pratiche applicazioni, intese ai fini dell'autarchia nazionale. La collana delle pubblicazioni scientifiche dell'Istituto venne inaugurata da lui con un suo pregevole studio su la taratura dei microfoni elettrostatici, che poi diede lo spunto a taluna delle pubblicazioni successive, e soprattutto servì di esempio e di ispirazione al gruppo dei giovani ricercatori, i quali

nei due anni decorsi dalla sua morte ne proseguirono il lavoro e ne custodirono la tradizione.

Nei lavori da essi intrapresi vennero difatti affrontate parecchie delle questioni più interessanti dell'elettroacustica moderna: dall'analisi dei suoni all'ottica elettronica; dalla sintesi delle distorsioni non lineari alla limitazione di ampiezza nella tecnica delle comunicazioni; dalle proprietà fisiche dei microfoni a carbone a quelle elastiche e meccaniche dei coni degli altoparlanti; dall'acustica degli studi di radiodiffusione ai filtri impiegati per la eliminazione dei rumori; dagli strumenti elettronici di misura a indicazione logaritmica a quelli a indicazione differenziale. Sono attualmente in corso ricerche sistematiche sopra il comportamento dei violini, e in esame un metodo per migliorarlo; furono intraprese e condotte a buon punto, d'accordo con l'Istituto Elettrotecnico Nazionale di Torino, le indagini statistiche su la frequenza della nota fondamentale di accordo in uso presso le orchestre italiane, destinate a esser base di discussione, insieme con quelle condotte in altri paesi, in un convegno internazionale indetto su tale questione (1).

È in allestimento un'apparecchiatura trasportabile per la misura diretta delle variazioni di frequenza dei principali strumenti durante le esecuzioni musicali, ed è già attrezzato il reparto degli ultrasuoni per le misure di velocità nei liquidi e nei solidi, e per la verifica delle imperfezioni nell'interno dei materiali metallici. Esso è dotato di due generatori per frequenze da 500 kilohertz a 20 megahertz, il maggiore dei quali può fornire 40 watt di radiazione ultracustica con una intensità di 7 watt per centimetro quadrato. È in costruzione un terzo generatore che consentirà di oltrepassare i limiti superiori di frequenza finora raggiunti.

Esperienze interessanti di acustica fisiologica vennero già intraprese e saranno proseguite in collaborazione con un valente cultore di otorinolaringoiatria. Numerose prove di materiali furono eseguite a richiesta dell'industria privata.

Il campo offerto all'attività dell'Istituto si va in tal modo ogni giorno allargando, poichè ogni giorno si accresce il numero dei problemi e l'importanza delle applicazioni. Si deve con vero compiacimento constatare come il seme gettato dal professore Corbino non sia caduto in terreno infecondo; il Consiglio Nazionale delle Ricerche, fornendo generosamente i mezzi per soddisfare alle nuove esigenze, provvede nel modo più degno a onorarne la memoria.

Oltre l'aiuto morale di lui, anche quello materiale si protrarrà d'altronde a vantaggio dell'Istituto malgrado la sua scomparsa. A complemento dell'attività politica e didattica egli aveva in verità nell'ultimo periodo della sua vita rivolto l'attenzione ai problemi tecnici ed economici, nell'esame dei quali portava quella stessa acutezza e quel rigore

---

(1) A. F., 1939, VIII, p. 358 (in questo stesso fascicolo).

di argomentazioni, a cui la sua mente si era adusata nello studio dei problemi scientifici. Potè così rendere all'industria elettrotecnica segnalati servizi, e le società che lo ebbero come provetto amministratore, o consulente espertissimo, ne vollero testimoniare la riconoscenza, raccogliendo con generose oblazioni, e con la partecipazione di altri enti e persone devote, il fondo di un milione, onde si costituì una Fondazione intitolata al suo nome, amministrata dal Consiglio Nazionale delle Ricerche a beneficio dell'Istituto. Essa si propone di sovvenire studi, ricerche ed ogni altra iniziativa utile nel campo dell'elettroacustica, e fornisce un prezioso complemento alla dotazione ordinaria.

Il Comitato Direttivo, per testimoniare la propria gratitudine alla Società Meridionale di Elettricità, la quale promosse la sottoscrizione e fornì il contributo più rilevante, le ha offerto durante la riunione commemorativa una copia del busto di Orso Mario Corbino, che fu già suo presidente. L'originale di codesta opera di scultura, dovuta a C. Campitelli, e che decora l'Istituto intitolato al nome del benemerito scomparso, fu scoperto al termine della cerimonia inaugurale.

Nelle sale e nei laboratori del nuovo ente scientifico i convenuti ebbero agio, prima che l'adunata si sciogliesse, di constatare e di apprezzare come l'attività di studio e di ricerca vi sia già in vivace svolgimento: essa ha dato e sempre più darà in avvenire frutti fecondi.

L. L.

***

Riunione a Londra per il " la „ normale. — Nei giorni 11 e 12 maggio si è tenuta a Londra, sotto gli auspici della « International Standards Association », una riunione del Sottocomitato I. S. A. 43/3b per il la normale.

Com'è noto [1], l'accordo di Vienna del 1885, con il quale si fissava la frequenza del la normale a 435 Hz, non ha avuto che scarsa applicazione e la nota di acordo delle orchestre non ha fatto che salire. Una serie di misure, effettuate in questi ultimi tempi [2], hanno mostrato che la frequenza media del la_3 durante l'esecuzione di opere e di musiche sinfoniche è intorno a 442 ÷ 443 Hz. Fanno eccezione i casi di concerti con accompagnamento di organo o di pianoforte (cioè di strumenti ad accordatura fissa ed indipendente dalla temperatura), nei quali si riscontrano sempre frequenze più basse ed in genere di poco superiori al valore di 435 Hz.

---

(1) G. B. Madella: A. F., 1939, VIII, p. 300 (in questo stesso fascicolo).
(2) W. Lottermoser: A. Z., 1938, III, p. 60; A. F., 1938, VII, p. 207.
I. N. E. A.: Ricerca Scientifica, 1939, X, p. 194.
B. van der Pol e C. C. J. Addink: Wir. World, 1939, XLIV, p. 441; A. F., 1939, VIII, p. 325 (in questo stesso fascicolo).
G. B. Madella: loc. cit. nota (1).

Il progressivo aumento nel tempo della frequenza della nota di accordo è certamente di grave danno sia per i cantanti sia per i costruttori di strumenti musicali; questi motivi hanno appunto spinto a convocare la riunione con lo scopo di elaborare una serie di proposte che permettano di stabilire, sia su base nazionale, sia su base di intesa internazionale, un sistema atto ad evitare ogni futuro aumento della frequenza del la normale.

Come mostrano le misure di cui si è dato cenno, la situazione di fatto è quella di un aumento di 6 o 7 Hz sul valore fissato dalla conferenza di Vienna; sembra quindi improbabile di riuscire ad ottenere una diminuzione fino a ricondursi al valore di Vienna, ma sarebbe già un bene l'evitare ogni ulteriore aumento, procurando, da parte di tutte le orchestre, il rispetto di un unico valore del la di esecuzione. Un valore possibile, tale da tener conto della situazione presente, e di ragioni estetiche ed economiche, appare quello di 440 Hz; esso offre infatti il notevole vantaggio di essere di qualche hertz inferiore al valore attualmente utilizzato, ed inoltre di potersi conseguire senza richiedere la modifica della maggior parte degli strumenti a fiato oggi costruiti od ormai modificati per produrre normalmente un la di 442 Hz all'incirca.

La conferenza, alla quale partecipavano Francia, Germania, Gran Bretagna, Italia, Olanda, il Comitato Consultivo Internazionale Telefonico e la Unione Internazionale di Radiodiffusione, specialmente con loro rappresentanti del campo tecnico acustico piuttosto che del musicale, si è soprattutto occupata di vedere quali fossero i mezzi per stabilizzare la frequenza del la, pur formulando la proposta di un nuovo valore.

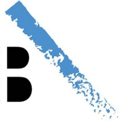
Dopo aver premesso che l'accordo di Vienna non è più generalmente osservato, che l'esperienza mostra come in media venga utilizzato per il la_3 un valore sensibilmente più elevato, che si constata una deplorevole tendenza all'aumento, e che è quindi indispensabile cercare una normalizzazione su di una base internazionale, tenendo conto dello stato di fatto attuale e dei punti di vista estetico, tecnico ed economico, si sono fatte le raccomandazioni seguenti:

1) che la frequenza del la normale (la_3) sia internazionalmente fissata al valore di 440 Hz;

2) che questo valore venga mantenuto durante le esecuzioni musicali, con tolleranze quanto più piccole è possibile;

3) che al fine di poter rilevare le tolleranze sopra accennate, siano adottate una serie di disposizioni tecniche, come risultato di una collaborazione internazionale.

Si sono quindi nello stesso tempo enunciati una serie di quesiti (da sottoporre allo studio degli organismi musicali ed acustici dei vari paesi): sul modo di tener conto del fatto che la frequenza di certi strumenti musicali praticamente non varia durante la esecuzione, mentre quella di certi altri (strumenti a fiato) varia in misura notevolissima con



la temperatura; sulla maniera di diffondere il la normale; su apparecchi semplici e precisi, capaci di generare la nota di accordo; sulla convenienza di verifica ufficiale dei diapason; sulle prescrizioni per quanto riguarda la costruzione degli apparecchi di misura; in fine, e soprattutto, sulla convenienza di organizzare, sia su base nazionale, sia su base internazionale, un controllo dell'osservanza della nota di accordo.

An. Gi.

Vol. VIII - N. 5 Maggio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

La fréquence du la_3, *note de référence pour l'accord des instruments de musique, a subi des variations considérables pendant les derniers siècles, avec tendance générale à la hausse; de plus, elle présente actuellement des valeurs sensiblement différentes d'un endroit à l'autre.*

On résume les principaux inconvénients qui découlent de cette situation, et les efforts que plusieurs organisations sont en train de faire, dans le but de parvenir à une unification internationale et à arrêter la hausse.

On décrit la méthode suivie pour effectuer quelques mesures destinées à relever la fréquence sur laquelle s'accordent actuellement des orchestres italiens, et l'on donne les résultats obtenus.

Les phénomènes de réflexion et de diffraction par le sol et par les obstacles ont beaucoup d'importance dans la propagation des ondes ultra-courtes et les mesures qui leur sont relatives offrent aussi beaucoup d'intérêt pour la navigation aérienne et maritime, car on peut, au moyen des ondes réfléchies, étudier des méthodes pour la détection des obstacles, la mesure des distances et la détermination très rigoureuse de vitesses instantanées.

En rapport avec ces problèmes, on a étudié un appareil transmetteur--récepteur réalisant la détection des échos électromagnétiques avec une sensibilité très élevée, tout en sélectionant les échos proches entre eux, transformant ainsi en mesures de fréquences les mesures de distance et de vitesse. La méthode dérive du procédé classique par variation linéaire de fréquence dont on connait l'application aux mesures d'acoustique et à celles de l'altitude des couches ionisées. La variation linéaire de fréquence dans l'émetteur et dans la première hétérodyne de conversion du récepteur est obtenue au moyen de condensateurs variables spéciaux tournant à l'aide de petits moteurs à vitesse fixe commandés en syncronisme. On détermine les distances des obstacles réfléchissants en mesurant

la fréquence des battements déterminés **par** *les interférences entre les ondes réfléchies et l'onde directe.*

Dans cet article on expose la théorie générale de la méthode, avec les considérations qui ont conduit à la choisir et les calculs effectués pour déterminer la force réelle des échos. Dans d'autres articles seront présentés des considérations théoriques ultérieures, le schéma de l'appareil, sa description technique et quelques résultats expérimentaux.

Vol. VIII - N. 5 Maggio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS



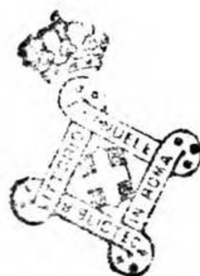
CONTENTS

Vol. VIII - N. 5 Maggio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. VIII - N. 6 (PUBBLICAZIONE MENSILE) GIUGNO 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A.F. VIII-6 GIU. 1939

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

VOL. VIII GIUGNO 1939-XVII N. 6

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Vol. VIII Giugno 1939-XVII N. 6

ALTA FREQUENZA

Piccole tensioni a radiofrequenza calibrate.

L'industria dei radioricevitori ha oggidì raggiunto un'importanza tale e coinvolge interessi di così grande entità, che già da qualche anno si è avvertito il bisogno di stabilire per essi una serie di norme di collaudo, che diano una garanzia di uniformità delle prove, in luoghi e tempi diversi.

Non è forse noto a molti che anche in Italia, da tempo, il Comitato Elettrotecnico Italiano ha preso in esame tale questione e che è stato redatto un gruppo di norme provvisorie, le quali sono ora sottoposte al vaglio sperimentale, mediante un ciclo di misure comparative, eseguite presso vari laboratori, su un certo numero di ricevitori.

In queste esperienze una delle maggiori incertezze s'incontra nella valutazione della tensione a radiofrequenza applicata all'ingresso del ricevitore, specialmente per valori molto piccoli della tensione stessa e per valori molto alti della frequenza, sopra 3 MHz. Tali tensioni si ottengono, per le misure, da generatori di segnali campione, costruiti appositamente; ma sono anche stati studiati metodi i quali, oltre che servire per il controllo e la taratura di codesti generatori, possono altresì sostituire — ove occorra — la necessità di averli già calibrati.

L'ingegnere PINCIROLI passa in rassegna in questo fascicolo vari metodi indicati a tale scopo e ne illustra con particolare ampiezza uno, che riteniamo inedito, e che si presenta come realmente suggestivo per la sua originale semplicità: esso appare degno di essere riguardato come un non trascurabile contributo ai lavori e alle ricerche in questo campo.

Radiodisturbi di origine industriale.

L'attività di studi e di provvedimenti, tendente a ottenere la soppressione dei disturbi che provengono alle radioaudizioni dalle reti e dagli apparecchi elettrici a correnti forti, ha oramai vita da vari anni, ed ha subito alterne vicende. Da un primo periodo di manifesta viva-

cità, nel quale si era già arrivati in diversi paesi ad emanare una legislazione per la soppressione dei disturbi — sotto taluni aspetti affrettata e prematura — può taluno aver ritenuto che la questione si fosse sopita. Si continuava invece a lavorare intorno ad essa nei vari centri di studio, poichè si era visto, dopo gl'insuccessi iniziali, come ancora fosse mal definito il problema, sin dalle sue basi, e come ancora vi fossero troppi elementi di incertezza, per poter emanare ed imporre autorevolmente una serie di disposizioni protettive.

Del rilevante lavoro, che pur oggi non può dirsi compiuto, ma è senza dubbio a buon punto, dà notizia il professore PAOLINI, il quale ha avuto modo di raccogliere una notevole esperienza personale in questo campo. È facile prevedere che il suo scritto susciterà largo interesse nei lettori; anche perchè vi si riportano risultati sperimentali, e questi, contribuendo a chiarire dubbi circa l'entità degli scarti riscontrabili nelle misure, possono fornire elementi utilissimi per determinare la via verso conclusioni pratiche.

LA REDAZIONE.

PRODUZIONE E MISURA DI PICCOLE TENSIONI A RADIOFREQUENZA

ANDREA PINCIROLI

Si richiamano alcuni tra i metodi che sono stati proposti per effettuare la taratura di attenuatori per radiofrequenza. Se ne descrive uno che si basa su una proprietà particolare delle caratteristiche dei tubi elettronici e che, sotto vari aspetti, sembra presentare vantaggi rispetto ai precedenti. Il metodo è semplice, poichè conduce a misure a corrente continua, in sostituzione di quelle a radiofrequenza, e l'apparecchiatura è poco costosa: si richiede infatti soltanto un microamperometro a corrente continua di precisione. Si dimostra come l'applicazione corretta del metodo permetta di ottenere tensioni a radiofrequenza calibrate in una gamma di valori alquanto estesa (tra qualche decimo di microvolt e qualche decimo di volt), con una precisione dell'ordine dell'uno per cento.

1. - Generalità.

Nel campo delle misure radiotecniche, e più particolarmente nel campo delle misure a radiofrequenza, è indispensabile disporre di tensioni a radiofrequenza calibrate con la possibilità di variarne il valore, in modo continuo o per piccoli salti, in una gamma di valori estendentisi tra un milionesimo e qualche decimo di volt.

Nelle misure correnti queste tensioni calibrate si ottengono mediante un apparecchio, all'uopo studiato, noto col nome di « generatore di segnali campione ». Sono parti essenziali dell'apparecchio: un oscillatore a radiofrequenza, la cui frequenza può essere variata con continuità; un generatore a frequenza acustica, che fornisce uno o più valori di frequenza ed ha lo scopo di modulare in ampiezza, più o meno profondamente, il segnale a radiofrequenza; ed infine un attenuatore tarato, ossia un dispositivo che permette di frazionare, entro i limiti prima indicati, la tensione a radiofrequenza (sinoidale o modulata) dell'oscillatore.

Di tutte le parti componenti un generatore di segnali campione, l'attenuatore è certamente quella che offre le maggiori difficoltà di progetto; è pertanto indispensabile disporre di mezzi adeguati per controllarne la taratura.

2. - Metodi di taratura di attenuatori a radiofrequenza.

Tra i vari metodi che sono stati proposti, ci si limita a ricordare quelli che sembrano fornire i risultati più soddisfacenti (1).

a) Un primo metodo consiste nel raffrontare l'attenuazione prodotta dall'attenuatore in esame, in corrispondenza di uno o più valori della frequenza, con la corrispondente attenuazione prodotta da un attenuatore speciale (campione), costruito con particolari cure, utilizzato per attenuare una tensione a frequenza costante, di valore relativamente basso, ottenuta per conversione di frequenza dalla stessa tensione che si manifesta all'uscita dell'attenuatore in esame.



Fig. 1. — Apparecchiatura per la taratura di un attenuatore per radiofrequenza (metodo *a*).

Per chiarire meglio il procedimento, nella figura 1 è riprodotta, in forma schematica, l'apparecchiatura occorrente per la misura.

Per effettuare la taratura si procede nella maniera seguente. Posto l'attenuatore in esame in posizione di attenuazione zero e l'attenuatore campione nella posizione di attenuazione massima, si varia la tensione all'ingresso (V_i) sino ad ottenere una certa indicazione dello strumento posto all'uscita del sistema (V_u). Assegnata all'attenuatore in esame una certa attenuazione, si riporta l'indicazione dello strumento V_u nella posizione primitiva agendo sull'attenuatore campione. È in tal modo possibile conoscere l'attenuazione dell'attenuatore in esame in funzione di quella dell'attenuatore speciale assunto quale campione e, nell'ipotesi che quest'ultimo fornisca una indicazione corretta, addivenire alla taratura dell'attenuatore in esame. Il metodo non è scevro di varie cause di errore, che verranno discusse nel seguito.

b) Un secondo metodo utilizza l'apparecchiatura riprodotta in figura 2, comprendente: un voltmetro elettronico V_i, che serve a controllare la tensione all'ingresso dell'attenuatore in esame; un amplificatore, indifferentemente aperiodico oppure selettivo, la cui amplificazione deve potersi variare entro ampi limiti; ed infine un secondo voltmetro elettronico V_u, indicante la tensione all'uscita dell'amplificatore.

(1) Per facilitare il raffronto fra i vari metodi, la discussione sulle varie cause di errore e sulla precisione ottenibile verrà sviluppata dopo avere descritto i metodi stessi.

In questo caso per effettuare la taratura si procede nel modo seguente. Posti l'attenuatore in esame nella posizione di attenuazione zero e l'organo di regolazione dell'amplificazione in corrispondenza del più piccolo valore di quest'ultima, si aumenta la tensione all'ingresso del sistema sino a portare l'indice dello strumento V_u al fondo della scala. Si varia quindi l'attenuazione dell'attenuatore in prova sino a ridurre

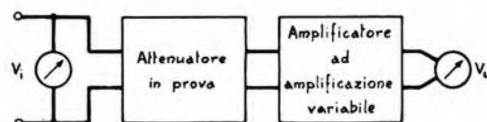


Fig. 2. — Apparecchiatura per la taratura di un attenuatore per radiofrequenza (metodo *b*).

la indicazione di V_u ad un certo valore (ad esempio un quarto di quello del fondo di scala) e si annota l'indicazione dell'attenuatore. Evidentemente, se la taratura dell'attenuatore è precisa, l'attenuazione da esso prodotta deve coincidere con il rapporto delle due letture dello strumento. Si aumenta poi l'amplificazione dell'amplificatore sino a riportare l'indicazione di V_u al fondo della scala e si ripete il procedimento prima indicato. Questo metodo non consente una notevole precisione di taratura dell'attenuatore specialmente col crescere dell'attenuazione, dato che un eventuale errore sistematico nella determinazione del rapporto di tensioni con lo strumento V_u ha importanza sempre maggiore.

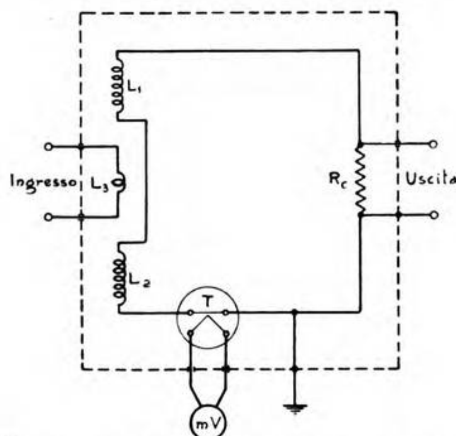


Fig. 3. — Dispositivo a termocoppia per generare tensioni a radiofrequenza calibrate.

c) Un altro metodo, che può ritenersi più preciso dei precedenti e che ne differisce non solo formalmente, ma anche concettualmente, consiste nel raffrontare la tensione che si manifesta all'uscita dell'attenuatore in esame, con una tensione calibrata manifestantesi agli estremi di una resistenza nota, per il passaggio di una corrente pure nota; la misura di questa è ottenuta mediante una termocoppia di opportune caratteristiche. Il raffronto delle due tensioni viene effettuato applicando successi-

vamente le due tensioni stesse ad un amplificatore connesso ad un voltmetro e variando la tensione calibrata sino ad avere una uguale indicazione dello strumento.

Nella figura 3 è rappresentato lo schema del dispositivo che fornisce la tensione calibrata, il cui valore può essere variato in uno dei seguenti modi: variando la tensione all'ingresso, oppure la resistenza del circuito od infine la resistenza campione R_c (tra queste varie soluzioni la prima sembra la più opportuna).

A questo punto giova ricordare che i tre metodi sin qui descritti possono essere applicati anche nel caso in cui la tensione all'ingresso dei vari dispositivi sia modulata sinoidalmente in ampiezza; la sola variante è che in questo caso l'amplificatore a radiofrequenza deve essere seguito da un rivelatore ed eventualmente da un amplificatore a bassa frequenza. Inoltre il voltmetro elettronico per radiofrequenza V_u può essere sostituito con un voltmetro per frequenze acustiche.

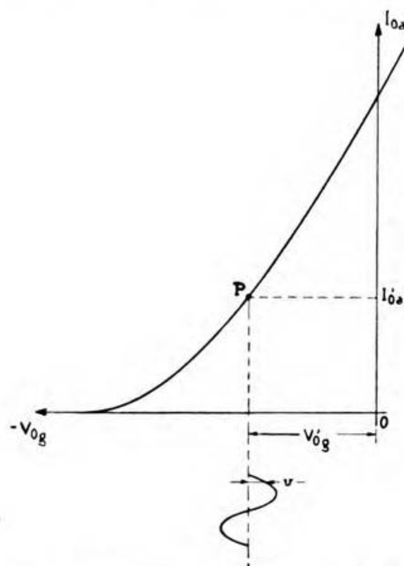


Fig. 4. — Caratteristica mutua di un tubo elettronico nella regione di polarizzazione negativa di griglia.

d) Si vuole infine illustrare un nuovo metodo che, sotto certi aspetti, sembra presentare qualche pregio rispetto ai precedenti. Il metodo è semplice e l'apparecchiatura poco costosa; è richiesto infatti solo un microamperometro a corrente continua di precisione.

La corrente anodica continua I_{0a} di un tubo elettronico, per una data temperatura del catodo e per una data tensione applicata all'anodo, può essere espressa come una certa funzione della tensione continua V_{0g} applicata alla griglia di comando:

[1] $$I_{0a} = f(V_{0g}) .$$

Il diagramma di questa funzione costituisce la caratteristica mutua del tubo (fig. 4), di andamento ben noto.

Se assegnamo alla tensione di griglia un valore tale che il punto di funzionamento giaccia nella parte curva della caratteristica, sia ad esempio il punto P, in corrispondenza del quale $V_{0g} = -V'_{0g}$ ed $I_{0a} = I'_{0a}$, sovrapponendo a V'_{0g} una piccola tensione alternativa v, che per semplicità di analisi supporremo sinoidale, la corrente continua di

placca subisce una variazione ΔI_{0a}, e nelle regioni curve della caratteristica si può scrivere:

$$[2] \qquad (I'_{0a} + \Delta I_{0a}) = f\,(V'_{0g} + v)\,.$$

Sviluppando questa funzione in serie di Taylor, si ottiene:

$$[3] \qquad (I'_{0a} + \Delta I_{0a}) = f(V'_{0g}) + \frac{f^{\text{I}}}{1!}\,v + \frac{f^{\text{II}}}{2!}\,v^2 + \frac{f^{\text{III}}}{3!}\,v^3 + \ldots + \frac{f^{n}}{n!}\,v^n\,,$$

in cui $n = 1, 2, 3, \ldots, n$, ed $f^{\text{I}}, f^{\text{II}}, f^{\text{III}}, \ldots, f^{n}$ sono rispettivamente le derivate prima, seconda, terza, ..., ennesima della funzione $I_{0a} = f(V_{0g})$, nel punto $V_{0g} = -V'_{0g}$. Per $v = 0$, $\Delta I_{0a} = 0$ e si ha la corrente costante I'_{0a}, la quale può essere neutralizzata nello strumento indicatore (microamperometro) posto nel circuito anodico, ricorrendo alla disposizione indicata in figura 5. Si ha in tal modo la possibilità di valutare anche piccolissime variazioni della corrente di placca; basta all'uopo impiegare quale strumento indicatore un microamperometro di opportuna sensibilità.

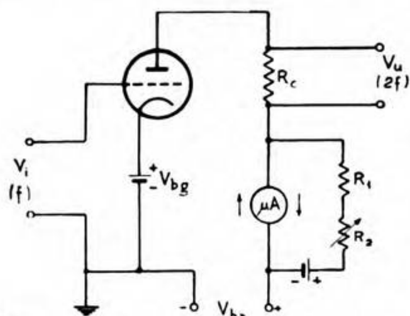


Fig. 5. — Disposizione per ottenere piccole tensioni alternate calibrate, il cui valore è deducibile dalla indicazione di uno strumento a corrente continua (microamperometro).

Dall'esame della relazione [3] si vede che la variazione della corrente anodica per effetto della tensione $v = V_M \operatorname{sen} \omega t$ sovrapposta alla tensione di polarizzazione della griglia di comando è determinata da tutti i termini della serie che contengono v.

Passiamo ora ad analizzare singolarmente l'effetto prodotto dai vari termini.

Il primo termine:

$$[4] \qquad f^{\text{I}}\,v = f^{\text{I}}\,V_M \operatorname{sen} \omega t$$

origina soltanto una corrente alternativa della stessa pulsazione del segnale applicato.

Il secondo termine:

$$[5] \qquad \frac{f^{\text{II}}}{2!}\,v^2 = \frac{f^{\text{II}}}{2!}\,V_M^2 \operatorname{sen}^2 \omega t = \frac{f^{\text{II}}}{4}\,V_M^2 - \frac{f^{\text{II}}}{4}\,V_M^2 \cos 2\omega t$$

porta una variazione di corrente continua con sovrapposta una corrente alternativa di pulsazione 2ω, cioè doppia della pulsazione del segnale applicato. È importante notare che la variazione di corrente continua

è esattamente uguale al valore massimo della corrente alternativa di pulsazione 2ω.

Il terzo termine:

$$[6] \quad \frac{f^{\text{III}}}{3!} v^3 = \frac{f^{\text{III}}}{6} V_M^3 \operatorname{sen}^3 \omega t = \frac{3}{4} f^{\text{III}} V_M^3 \cos \omega t + \frac{f^{\text{III}}}{4} V_M^3 \cos 3\omega t$$

non porta variazione di corrente continua, comprende invece componenti di corrente alternativa di pulsazione ω e 3ω.

Il quarto termine:

$$[7] \quad \frac{f^{\text{IV}}}{4!} V_M^4 = \frac{f^{\text{IV}}}{24} V_M^4 \operatorname{sen}^4 \omega t =$$

$$= \frac{f^{\text{IV}}}{64} V_M^4 - \frac{f^{\text{IV}}}{48} V_M^4 \cos 2\omega t + \frac{f^{\text{IV}}}{192} V_M^4 \cos 4\omega t$$

porta una variazione di corrente continua con sovrapposte correnti alternative di pulsazione 2ω e 4ω.

Quando le condizioni di funzionamento del tubo elettronico sono così scelte che il termine di quarto ordine ed i termini di potenza superiore portino una variazione di corrente continua trascurabile di fronte a quella prodotta dal termine quadratico, la misura della variazione della componente continua è equivalente alla misura del valore massimo della componente a pulsazione 2ω che il tubo genera in seguito alla non linearità delle sue caratteristiche.

La condizione per questa eguaglianza di corrente continua e corrente alternata, si ottiene abbastanza facilmente scegliendo un tubo elettronico di adatte caratteristiche e la relativa tensione di polarizzazione.

La scelta delle tensioni di polarizzazione, da quanto si è esposto, risulta subordinata alla determinazione delle successive derivate della caratteristica mutua del tubo, nella regione di polarizzazione negativa di griglia.

Tenendo presente che, praticamente, di tutti i termini dello sviluppo in serie di Taylor, l'unico che può introdurre un errore apprezzabile nella valutazione dell'ampiezza della corrente alternata di pulsazione 2ω, in base alla variazione di corrente continua, è quello di quarto ordine, risulta possibile determinare il massimo valore che può assumere il rapporto fra la derivata quarta e la seconda perchè l'errore sia minore di un determinato valore.

Per precisare: dalla relazione [7] si deduce che la relativa variazione di corrente continua è:

$$\frac{f^{\text{IV}}}{64} V_M^4 ,$$

e l'ampiezza del termine di pulsazione 2ω:

$$\frac{f^{\text{IV}}}{48} V_M^4 .$$

Combinando questi effetti con quelli corrispondenti dovuti al termine quadratico [5] per avere un errore minore dell'1 % dovrà risultare:

$$\frac{\frac{f^{II}}{4} V_M^2 + \frac{f^{IV}}{48} V_M^4}{\frac{f^{II}}{4} V_M^2 + \frac{f^{IV}}{64} V_M^4} < 0{,}01 \; ,$$

da cui si ottiene approssimativamente:

[8] $$\frac{f^{IV}}{f^{II}} V_M^2 < 0{,}5 \; .$$

Per tradurre infine la corrente alternata di pulsazione 2ω in una tensione calibrata, basta inserire nel circuito di placca una resistenza R_c di valore noto (²), agli estremi della quale compare la tensione calibrata.

Nella disposizione prima indicata (fig. 5), la presenza agli estremi di R_c di una tensione con la frequenza della fondamentale, non può portare inconveniente alcuno, data la caratteristica di selettività dell'amplificatore; vi è però la possibilità che la tensione di pulsazione 2ω non venga sufficientemente attenuata dal circuito accordato di griglia. In generale un circuito accordato è sufficiente; la disposizione riprodotta in figura 6, utilizzante due tubi disposti in opposizione, presenta però parecchi vantaggi (elimina praticamente tutti gli effetti indesiderati sia alla pulsazione ω sia alla pulsazione 2ω) ed è senz'altro da preferirsi.

Come abbiamo già avuto occasione di accennare, i vari metodi prima illustrati per la taratura di attenuatori a radiofrequenza, possono essere applicati utilizzando un segnale a radiofrequenza modulato in ampiezza.

Ci proponiamo ora di studiare il comportamento del dispositivo proposto, nel caso in cui al suo ingresso venga applicato un segnale modulato in ampiezza. Questo caso deve essere esaminato con particolari cure per determinare se la variazione di corrente continua resta esattamente uguale al valore massimo della corrente portante di pulsazione 2ω dovuta al termine quadratico, ed in quale misura è introdotta ed agisce la distorsione della modulazione.

La tensione alternata all'ingresso del dispositivo sia sinoidale, modulata sinoidalmente in ampiezza:

[9] $$v = V_M \operatorname{sen} \omega t \, (1 + M \cos \Omega t) \; ,$$

in cui ω è la pulsazione del segnale portante, Ω la pulsazione del segnale modulante, M la profondità di modulazione.

(²) Come vedremo nel seguito, l'uso di un tubo elettronico appropriato permette di ottenere una tensione di alcune centinaia di microvolt e di frequenza doppia di quella della tensione applicata all'ingresso del dispositivo, essendo la resistenza R_c del valore di un ohm e la tensione applicata all'ingresso dell'ordine di grandezza del volt.

Il termine quadratico che figura nello sviluppo di Taylor per un segnale modulato in ampiezza [9] diventa:

$$\frac{f^{II}}{2}v^2 = \frac{f^{II}}{2}[V_M \operatorname{sen} \omega t\,(1 + M \cos \Omega t)]^2 . \qquad [10]$$

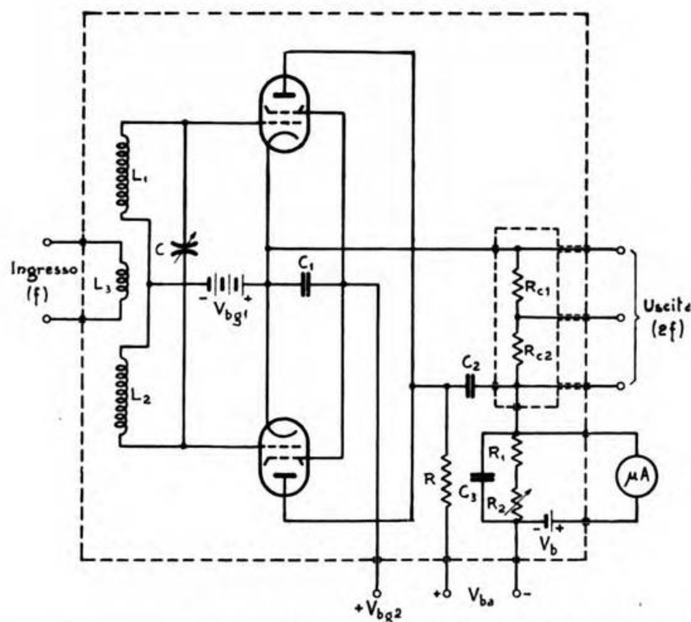


Fig. 6. — Dispositivo, comprendente due tubi in opposizione, per ottenere piccole tensioni alternative calibrate, il cui valore è deducibile dalla indicazione di uno strumento a corrente continua (microamperometro). Il condensatore *C* presenta la caratteristica di avere ambedue le armature isolate e simmetriche rispetto alla massa.

Sviluppando il secondo membro e facendo le relative sostituzioni si ottiene:

$$\frac{f^{II}}{2}\left[\left(\frac{V_M{}^2}{2} - \frac{V_M{}^2}{2}\cos 2\omega t\right)\left(1 + 2M\cos\Omega t + \frac{M^2}{2} + \frac{M^2}{2}\cos 2\Omega t\right)\right]; \qquad [11]$$

dall'esame della relazione [11] si vede che la corrente portante di pulsazione 2ω ha un'ampiezza:

$$\frac{f^{II}}{4}V_M{}^2\left(1 + \frac{M^2}{2}\right), \qquad [12]$$

e la variazione della corrente continua:

[13] $$\frac{f^{II}}{4} V_M^2 \left(1 + \frac{M^2}{2}\right),$$

cioè esattamente uguale al valore massimo della corrente portante di pulsazione 2ω.

La componente principale di modulazione (di pulsazione Ω) ha un'ampiezza:

[14] $$\frac{f^{II}}{2} V_M^2 M .$$

La profondità di modulazione, data dal rapporto tra la [14] e la [12], risulta:

[15] $$M' = \frac{2M}{1 + \dfrac{M^2}{2}},$$

dalla quale si nota che, se $\frac{M^2}{2}$ è piccolo rispetto all'unità, la profondità di modulazione della corrente di pulsazione 2ω risulta circa doppia di quella della tensione di ingresso (di pulsazione ω).

Concludendo: quando un segnale modulato in ampiezza è applicato al dispositivo descritto, la corrente portante di pulsazione 2ω è esattamente uguale alla variazione di corrente continua dovuta al termine quadratico; la profondità di modulazione della corrente portante di pulsazione 2ω risulta circa doppia di quella della tensione d'ingresso (di pulsazione ω).

La distorsione percentuale di modulazione, dovuta a formazione di modulazione a frequenza doppia dell'originaria, risulta:

[16] $$D\,\% = \frac{I'_M}{I''_M} = \frac{M}{4}\,100 ,$$

in cui I'_M rappresenta il valore massimo della corrente di pulsazione $2\omega \pm 2\Omega$ e I''_M il valore massimo della corrente di pulsazione $2\omega \pm \Omega$.

Per $M = 0{,}15$ (originario) il secondo armonico a frequenza acustica risulta il 3,75 % del valore della corrente di pulsazione Ω. Nelle misure normali lo strumento di uscita misura il valore efficace del complesso e l'influenza del termine a pulsazione doppia diventa trascurabile: esso introduce infatti un errore minore dell'1 %.

Bisogna notare che questo errore, che è trascurabile per il 30 % totale di modulazione, non lo è più per una profondità di modulazione maggiore, e giunge al 0,8 % per una modulazione del 100 %. Si può tener conto del fatto con una opportuna correzione.

Nella figura 7 sono riprodotte, in forma schematica, le varie apparecchiature occorrenti per effettuare la taratura di un attenuatore con il dispositivo illustrato, nel caso di segnale non modulato. G_1 e G_2 sono due generatori a radiofrequenza che forniscono due tensioni rispettivamente di frequenza f_1 ed $f_2 = \frac{f_1}{2}$.

Per effettuare la taratura si procede nella maniera seguente. Prescelto per un opportuno valore della tensione (V_i) applicata all'ingresso

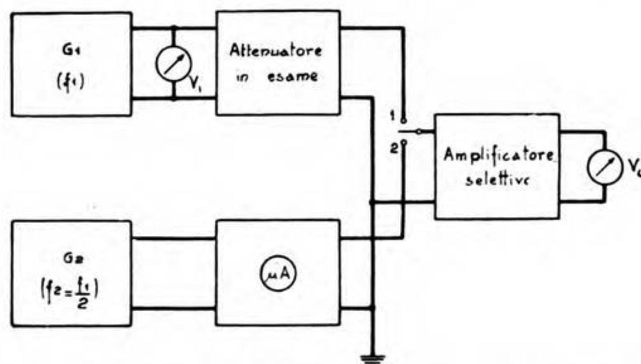


Fig. 7. — Diagramma schematico delle apparecchiature occorrenti per effettuare la taratura di un attenuatore col dispositivo proposto.

dell'attenuatore ed assegnato a quest'ultimo un certo valore di attenuazione, si porta il commutatore nella posizione 1 e si varia l'amplificazione dell'amplificatore selettivo sino ad avere una certa indicazione del voltmetro V_u. Si pone poi il commutatore nella posizione 2 e si aumenta il valore della tensione calibrata sino a riportare V_u nella posizione primitiva; manifestamente il rapporto tra la tensione V_i e la tensione campione fornisce l'attenuazione richiesta ([3]).

3. - Cause di errore e caratteristiche dei vari metodi.

La discussione accurata delle varie cause di errore dei metodi prima illustrati richiederebbe molto spazio; ci limitiamo quindi a indicare

([3]) L'apparecchiatura può essere semplificata; è infatti possibile adoperare un solo generatore a radiofrequenza. In questo caso però, nel passare dalla prima alla seconda fase della misura, occorre variare la frequenza del generatore.

Giova pure notare che, in base ai risultati ottenuti nello studio del comportamento del dispositivo nel caso in cui il segnale di ingresso sia modulato

soltanto i requisiti essenziali che devono presentare le apparecchiature perchè la precisione ottenibile con i vari metodi sia mantenuta entro limiti accettabili.

Il metodo indicato con *a*) presenta parecchie cause di errore dovute principalmente: alle inevitabili differenze esistenti fra la taratura dell'attenuatore campione (la quale viene eseguita a corrente continua) e quella effettiva; alla instabilità dell'amplificatore a frequenza intermedia; alla instabilità del dispositivo convertitore di frequenza ed alla eventuale non linearità tra la tensione d'ingresso e quella d'uscita del dispositivo stesso. Come si vede le cause di errore sono molteplici; per ottenere quindi risultati attendibili, è assolutamente indispensabile studiare accuratamente tutte le apparecchiature.

Il metodo indicato con *b*) è certamente il meno preciso fra quelli ricordati. Come abbiamo già avuto occasione di dire, gli errori di lettura dello strumento di uscita si possono sommare e quindi la precisione di taratura diventa sempre più incerta al crescere del numero di punti di taratura. Per non peggiorare la già scarsa precisione del metodo è indispensabile controllare l'indicazione relativa della scala dello strumento V_u e la stabilità dell'amplificatore.

Il metodo indicato con *c*) è certamente il più preciso. La sua precisione è legata alla precisione di taratura della termocoppia e della resistenza campione R_c. Gli errori di frequenza possono essere contenuti entro limiti molto ristretti (minori dell'1 %), utilizzando una termocoppia del tipo a riscaldatore separato e, per R_c, un breve tratto di conduttore rettilineo di diametro piccolissimo (minore di 0,05 mm) perchè le variazioni di resistenza con la frequenza, dovute all'effetto di pelle, siano trascurabili. Tra gli inconvenienti del metodo figurano i seguenti: il complesso termocoppia-millivoltmetro è piuttosto costoso; dà luogo a indicazioni con legge quadratica e sono pertanto praticamente utilizzabili soltanto i due terzi della scala; è delicato, e basta infatti un piccolo sovraccarico accidentale per produrre la bruciatura della termocoppia; infine, per ottenere tensioni calibrate in una gamma estesa di valori, occorrono più termocoppie e resistenze campione.

Il metodo indicato con *d*) sembra presentare parecchi pregi rispetto ai precedenti. I principali di essi sono: l'apparecchiatura è poco costosa, dato che si richiede solamente un microamperometro a corrente continua di precisione; la indicazione dello strumento è lineare; con due sole resistenze campione è possibile ottenere tensioni calibrate in una gamma di valori alquanto estesa; infine, il metodo è utilizzabile anche alle più alte radiofrequenze.

---

in ampiezza, la taratura di un attenuatore può essere fatta con un segnale modulato, utilizzando per il raffronto delle due tensioni un comune radioricevitore.

APPENDICE

Come si è già avuta occasione di accennare, scegliendo un tubo elettronico di adatte caratteristiche e le condizioni di alimentazione, l'influenza della variazione della corrente continua dovuta al termine di

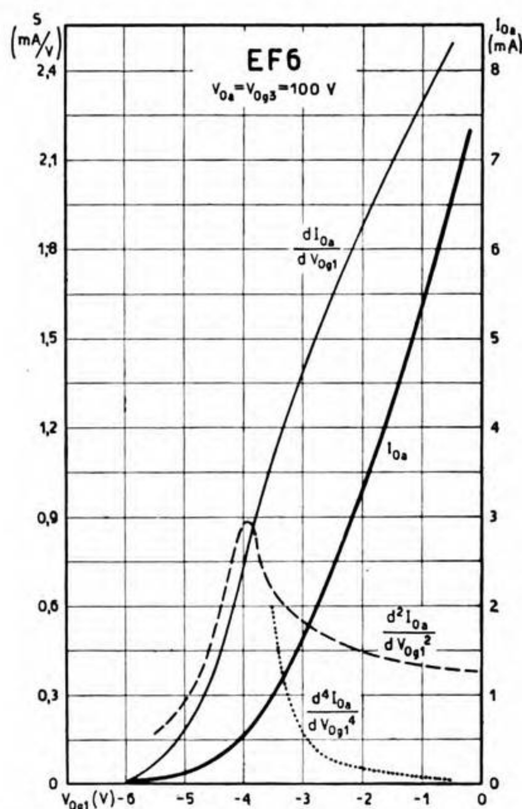


Fig. 8. — Caratteristica mutua di un tubo elettronico (pentodo tipo EF6) e relative derivate di I, II e IV ordine.

quarto ordine dello sviluppo di Taylor, può risultare nulla o per lo meno trascurabile.

La figura 8 mostra quale esempio una famiglia di successive derivate ([4]) di un tubo elettronico (tipo EF6). I valori assunti dalla derivata

([4]) La derivata prima è stata ottenuta con metodo di ponte: le derivate successive sono state dedotte per via grafica avendo avuto cura di trac-

seconda per una polarizzazione compresa tra 0 e — 2 volt indicano che, applicando una tensione a radiofrequenza dell'ordine di 1 volt all'ingresso del dispositivo, si ottengono parecchie centinaia di microvolt agli estremi di una resistenza R_c di 1 ohm soltanto.

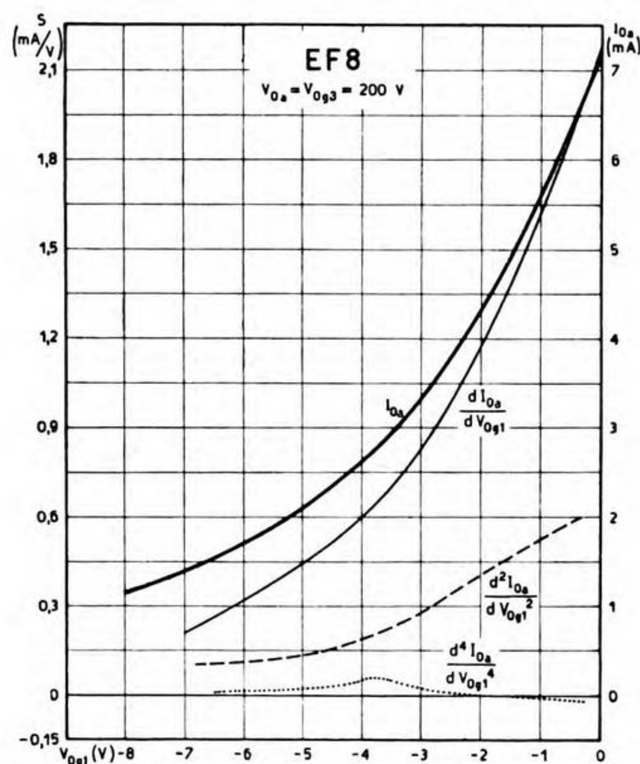


Fig. 9. — Caratteristica mutua di un pentodo a coefficiente di amplificazione variabile (tipo EF8) e relative derivate di I, II e IV ordine, per tensioni di polarizzazione relativamente piccole.

Prendendo in considerazione anche la derivata quarta, lo stesso grafico permette di dedurre che si ha un ampio campo per la tensione di polarizzazione, in tutti i punti del quale è soddisfatta la diseguaglianza [8] e quindi l'errore risultante è minore di 1 %.

Si è infine studiata la possibilità di adoperare tubi elettronici del tipo a coefficiente di amplificazione variabile. I risultati ottenuti con un

ciare la derivata prima in grande scala al fine di contenere entro limiti accettabili gli inevitabili errori del procedimento grafico.

tubo elettronico del tipo EF8, compendiati nelle figure 9 e 10, sembrano particolarmente interessanti, in quanto rivelano l'esistenza di ampie regioni in cui la derivata quarta è nulla ([5]) ed inoltre il valore della corrente continua è molto piccolo.

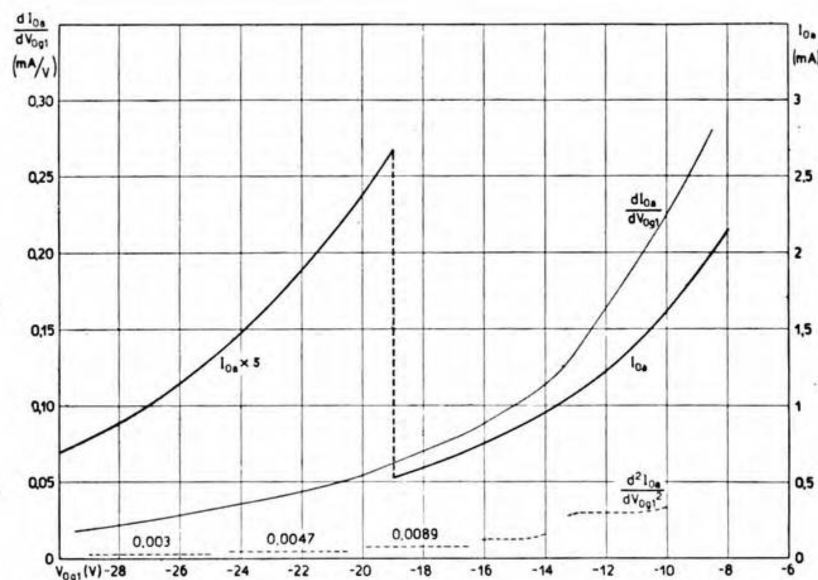


Fig. 10. — Caratteristica mutua e relative derivate successive, come nella figura 9, ma per tensioni di polarizzazione elevate.

Quest'ultima condizione è molto importante agli effetti di ottenere una stabilità accettabile del dispositivo utilizzato per neutralizzare la componente continua della corrente anodica, in assenza di segnale all'ingresso ([6]).

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

([5]) Nella figura 10 i vari tratti, relativamente estesi, in cui la derivata seconda è costante (e quindi la derivata quarta è nulla) sono dovuti alla particolare disposizione delle spire della griglia di comando. Nel tubo di cui si tratta, la struttura di griglia è costituita di gruppi di spire, di passo diverso: gruppi a due a due uguali e disposti simmetricamente rispetto alla parte centrale della struttura della griglia stessa.

([6]) Manifestamente, quanto più grande è la corrente anodica di fronte alla portata dello strumento posto nel circuito anodico (microamperometro), tanto maggiore è la instabilità del sistema; instabilità che principalmente è dovuta alle inevitabili variazioni della batteria utilizzata per neutralizzare la corrente di placca.

LA QUESTIONE DEI PARASSITI INDUSTRIALI NELLE RADIOAUDIZIONI

ENRICO PAOLINI

Si riassumono le ricerche finora svolte nel campo dei disturbi alle radioaudizioni provocati da macchine e reti elettriche, e le difficoltà che si sono frapposte ad una rapida conclusione dei lavori.

Si riportano dati sperimentali, i quali contribuiscono a chiarire alcuni dubbi riguardo all'entità degli scarti che si possono riscontrare nelle misure, e si indica la via per arrivare a conclusioni pratiche.

1. - Generalità.

Il problema della riduzione dei parassiti industriali è stato affrontato decisamente in questi ultimi anni dai tecnici di tutti i paesi, e sembra ora avviato verso la soluzione.

È stato creato un organismo internazionale (1) per lo studio ed il coordinamento delle singole questioni del problema, sono stati predisposti ed eseguiti vasti piani di lavori sperimentali, sono stati confrontati e discussi i risultati ottenuti, ed infine in molti paesi è stata posta allo studio, od è già entrata in vigore, la legislazione tendente a regolare, entro certi limiti, le cause delle perturbazioni alle radioaudizioni. Dalla letteratura tecnica, oltre che dalle disposizioni emanate dagli organi competenti, si può constatare quale enorme mole di lavoro sia stato compiuto, e quali ingenti spese vi siano state dedicate.

In questo campo il lavoro dei singoli sperimentatori non ha sempre potuto utilizzare il coordinamento fatto dall'ente organizzativo centrale; infatti si sono avuti contributi che non si uniformavano completamente alle direttive suggerite dal Comitato Internazionale, pur trattandosi di lavori utilissimi dal punto di vista strettamente tecnico.

Qualche volta sono stati anche rimessi in discussione i principi e le ipotesi che giustificano le linee direttive genericamente adottate. Ciò ha potuto far sorgere il dubbio che l'insieme dell'opera svolta risultasse infirmata, se non addirittura inutile, con la conseguenza di procrasti-

(1) Il Comitato Internazionale Speciale per le Perturbazioni Radiofoniche (C.I.S.P.R.), della Commissione Elettrotecnica Internazionale (C.E.I.).

nare, se pur non impedire, un accordo generale e le relative disposizioni legislative e di controllo sistematico.

La critica alle direttive impartite non è del resto affatto difficile, in quanto in un problema di aspetto statistico ed impostato soltanto sull'esperienza, quale è quello delle perturbazioni alle radioaudizioni, basterebbe ricavare sperimentalmente qualche statistica non conforme a quelle ormai adottate (ciò che è ben possibile), per scuotere alla base tutta la costruzione finora elaborata.

Lo scopo da perseguire dovrebbe essere soprattutto di operare là dove i dati necessari alla soluzione del problema ancora mancano, rimandando ad un secondo tempo il compito necessario di revisione e di affinamento, per rendere le misure protettive adottate più efficaci e sempre più aderenti alla realtà.

2. - Sviluppo e stadio attuale del problema.

Com'è noto da una copiosa letteratura, lo studio della riduzione delle perturbazioni radiofoniche di origine industriale è stato limitato in un primo tempo al problema dei fenomeni perturbatori generati dagli apparecchi elettrici, al meccanismo della propagazione di essi (2), ed alla determinazione statistica di tutti quei parametri *medi* necessari a definire i termini della questione.

Sulla scorta di questi elementi ed in base alle esigenze della pratica, in un secondo tempo il problema è stato ricondotto alla limitazione delle tensioni ad alta frequenza generate ai morsetti degli apparecchi elettrici. Per stabilire questi limiti, che naturalmente devono essere fissati in *volt*, occorre precisare il problema nel modo seguente:

a) determinare i parametri della ricezione: cioè l'intensità di campo da proteggere, l'altezza efficace minima dell'antenna ricevente, l'accoppiamento medio tra antenna e rete, il rapporto medio accettabile tra segnale e disturbo, e via di seguito;

b) definire la tensione perturbatrice generata: cioè determinare le modalità di misura in modo che il numero, risultante dalla misurazione fatta nel modo convenuto sull'apparecchio elettrico perturbatore, sia proporzionale al disturbo acustico *medio* effettivamente udito dal radioascoltatore;

---

(2) Si citano alcuni principali lavori comparsi sull'argomento:
W. E. Steidle: V. N. T. Siemens, 1934, IV, p. 129.
R. Feldtkeller: V. N. T. Siemens, 1934, IV, p. 107; e 1936, VI (2), n. V-1.
A. Dennhardt: Elektrizitätswirtschaft, 1934, XXXIII, p. 300; e 1935, XXXIV, p. 25.
K. Mueller: V. N. T. Siemens, 1934, IV, p. 139.
M. Boella: R. C. XXXIX Riunione A. E. I., 1934, p. 451.
U. Ruelle: R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, III, p. 23.
K. Hagenhaus: V. N. T. Siemens, 1936, VI (2), n. V-2.

c) definire il significato di ***limite di tensione***: cioè, data la distribuzione statistica delle tensioni perturbatrici, precisare la percentuale di apparecchi per i quali si acconsente che venga superato il limite di tensione stabilito e dare la relazione che esiste tra questa percentuale ed il rapporto tra la tensione limite imposta e la media delle tensioni effettivamente generate.

Anche ad un esame superficiale appare subito che la questione *a* è la più incerta e quella di più laboriosa soluzione. Adesso, almeno provvisoriamente, si ammettono certi parametri medi presumibili, ricavati dalle numerose statistiche di casi effettivamente riscontrati; questi elementi, se non sono tali da permettere di tradurre in cifra ogni aspetto del problema, lo sintetizzano in modo assai prossimo alla realtà. Precisamente si ammette: che il campo utile *f* da proteggere non sia inferiore ad 1 mV/m; che il rapporto accettabile tra segnale e disturbo, misurato sulla tensione di uscita del ricevitore a frequenza acustica, sia pari a 100; che la curva dell'attenuazione subita da un segnale perturbatore, nel passare dalla sua origine ai morsetti dell'antenna del radioascoltatore, abbia in funzione della percentuale dei casi un andamento ben definito; infine che la curva dell'altezza efficace dell'antenna in funzione della percentuale dei casi abbia pur essa un andamento ben stabilito ([3]).

Se si volesse proteggere quella percentuale di radioascoltatori, che posseggono antenne di altezza efficace superiore ad un certo valore, e si ammettesse che le *medesime* antenne fossero proprio quelle che hanno anche un coefficiente di accoppiamento con la relativa sorgente delle perturbazioni al di sotto di un valore pur esso determinato, sarebbe ben definita, di conseguenza, la tensione massima « ammissibile » generata ai morsetti degli apparecchi elettrici; ma già volendo proteggere soltanto il 50 % dei radioascoltatori, si otterrebbe da questo calcolo un limite per la tensione perturbatrice incredibilmente basso, inferiore al centinaio di microvolt.

Imporre limiti così bassi per le tensioni ad alta frequenza ai morsetti di *tutte* le macchine elettriche, sarebbe un compito economicamente e forse anche tecnicamente inattuabile; la pratica d'altronde dimostra che l'ammissione arbitrariamente fatta, che i radioascoltatori in possesso di un'antenna di altezza efficace superiore ad un certo valore siano precisamente quelli stessi che hanno le antenne accoppiate oltre un certo limite con la sorgente di perturbazione, è troppo sfavorevole. Infine altre considerazioni relative al rapporto delle sensibilità dell'antenna ricevente, rispetto al segnale utile ed ai disturbi, contribuiscono a far ritenere non giustificati i limiti per la tensione perturbatrice dedotti dall'interpretazione delle statistiche.

([3]) U. R.: A. F., 1935, IV, p. 426. In questo lavoro riassuntivo si possono trovare le indicazioni bibliografiche originali.

Queste considerazioni hanno sconvolto l'ossatura del problema e la regolamentazione generale, che qualche anno fa sembrava imminente, non si è ancora potuta attuare.

Vi è stato un lungo periodo di tempo in cui l'attenzione dei tecnici, in questo campo, è stata rivolta alle modalità di misura delle tensioni di alta frequenza prodotte ai morsetti degli apparecchi elettrici (4). Sono stati anche elaborati nei diversi paesi, sotto forma di suggerimenti ad uso degli interessati, sia gli elenchi di dispositivi antiparassiti e le precauzioni da prendersi alla sorgente delle perturbazioni radiofoniche, sia le indicazioni sul modo di accrescere il rapporto tra la sensibilità utile e la sensibilità dannosa delle antenne riceventi.

Anzi l'iniziativa delle amministrazioni interessate si è spinta fino all'organizzazione di un vero e completo controllo tecnico sui casi di perturbazioni effettivamente riscontrate; questo è stato fatto non soltanto con lo scopo limitato di ricavare statistiche, ma per eseguire una bonifica totale nel paese. In queste circostanze sono state anche studiate le possibilità di eliminare la produzione di parassiti da parte di apparecchi elettrici con carcassa isolata, per mezzo di condensatori, in relazione alle correnti sopportabili dal corpo umano (5).

Per arrivare tuttavia a risultati valevoli internazionalmente, è stato necessario adattarsi ad un nuovo ordine di idee: tenendo pur sempre conto delle statistiche innanzi ricordate, si è stabilito di ridurre la tensione parassita ai morsetti degli apparecchi elettrici al minimo valore « praticamente attuabile ». Com'era da prevedersi, l'interpretazione di questo termine ha dato luogo a divergenze di opinioni che non sono ancora del tutto appianate e che è prematuro discutere nella presente nota.

3. - Esecuzione delle misure.

Per la soluzione dei quesiti *b* e *c* del paragrafo precedente, si è dovuto necessariamente ridurre il problema, dalla sua completa generalità, a limiti assai più ristretti, in modo da poter ottenere risultati facilmente riassumibili e comparabili fra loro. Per ora si sono perciò limitate le ricerche agli apparecchi elettrici (elettrodomestici od altri), di potenza non superiore a 500 W, ed entro le gamme di 150 ÷ 240 kHz e di 550 ÷ 1500 kHz. Si è ammesso di fare in ciascuna di queste gamme rilievi per due o tre frequenze, ammettendo poi, come generalmente

(4) Si citano qui soltanto alcuni dei lavori fondamentali apparsi sull'argomento:
W. Wild: E. T. Z., 1933, LIV, p. 149.
A. Schoene: V. N. T. Siemens, 1934, IV, p. 115.
K. Mueller: V. N. T. Siemens, 1934, IV, p. 139.

(5) W. Koch e H. Mass: Wiss. Veröff. Siemens, 1934, XIII, p. 63. In questo lavoro si può trovare la maggior parte delle indicazioni bibliografiche dei lavori originali.

accade, una certa continuità dei diagrammi delle tensioni parassite, generate dagli apparecchi, in funzione della frequenza.

Si è stabilito di considerare separatamente due tensioni perturbatrici: la tensione simmetrica compresa tra i conduttori di alimentazione (presi due a due se si tratta di apparecchi non monofasi) e la tensione dissimmetrica, compresa tra i conduttori di alimentazione, considerati equipotenziali per l'alta frequenza, e la terra. Quest'ultima tensione può avere valori diversi a seconda che sia, o no, connessa alla terra la carcassa dell'apparecchio in esame.

Si è constatato che, nella maggioranza dei casi, l'impedenza per le alte frequenze dei generatori di perturbazioni è grande rispetto all'impedenza della rete, considerata tra i due morsetti di alimentazione dell'apparecchio perturbatore e tra l'insieme di questi conduttori di alimentazione e la terra. Di conseguenza, la tensione che si localizza tra questi due morsetti è, entro certi limiti, approssimativamente proporzionale all'impedenza della rete. Per fare misure comparabili fu convenuto di sostituire alla rete reale (che può essere induttiva o capacitiva), una rete equivalente (o rete artificiale) rappresentata da una resistenza ohmica di 150 Ω. Questo valore medio è stato fissato in base a misure di impedenza di rete eseguite da diversi autori ([6]), ed è da ritenersi che esso sia un valore medio corrispondente abbastanza bene ai casi reali.

Siccome la tensione perturbatrice limite viene fissata in funzione della resistenza equivalente di rete, è assai importante non avere dubbi riguardo al valore di questa resistenza.

Recentemente, in America, è stato trovato che l'impedenza media in alta frequenza delle reti domestiche di alimentazione è assai più alta di 150 Ω, mentre in Olanda ed in Svizzera, per contro, si sono trovati in media valori notevolmente più bassi.

In Italia sono state recentemente eseguite diverse misure da parte del R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina di Livorno con lo scopo di controllare il valore dell'impedenza media delle reti italiane. Le misure sono state fatte col metodo di sostituzione, adoperando un oscillatore ad alta frequenza al quale è accoppiato in modo lasco un circuito accordato, agli estremi del quale è collegato un voltmetro a tubo. In serie al circuito, dalla parte dell'induttanza, è inserita la rete della quale si vuole misurare l'impedenza. Dopo aver portato alla risonanza il circuito, si misura la tensione col voltmetro. Si connettono quindi insieme, rispetto all'alta frequenza, i due estremi della rete, e si varia il condensatore di accordo fino ad ottenere la risonanza nelle nuove condizioni. Si inserisce poi gradatamente una resistenza con un reostato per alta frequenza posto in serie al circuito, fino ad ottenere

([6]) H. Reppisch e F. Schulz: E. N. T., 1935, XII, p. 124.
La maggior parte delle misure di impedenza di rete non hanno dato luogo a pubblicazioni su periodici; si sono avute invece molte relazioni presentate alle riunioni degli organismi competenti.

al voltmetro l'indicazione uguale a quella data precedentemente. Dai valori delle variazioni positive o negative della capacità e della resistenza, si può calcolare in grandezza e fase l'impedenza della rete, per quella determinata frequenza di misura. Nella determinazione si tiene

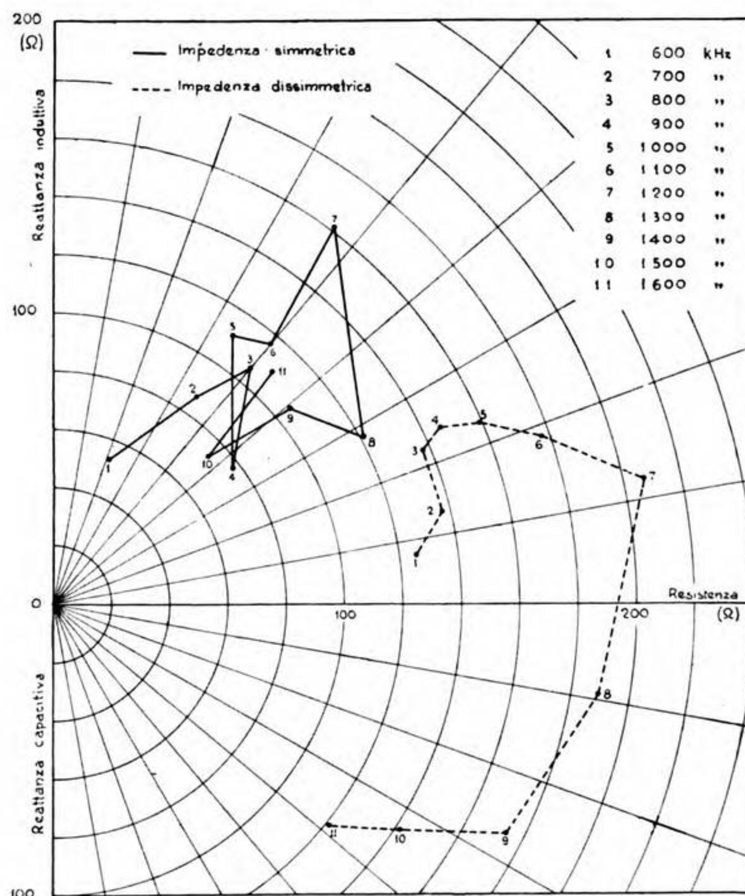


Fig. 1. — Andamento dell'impedenza di rete misurata ad una presa di corrente domestica.

conto della capacità distribuita della bobina del circuito oscillatorio (misurata a parte), e del coefficiente di risonanza con rete inserita.

In figura 1, ad esempio, sono riportate separatamente l'impedenza simmetrica, compresa tra i due conduttori di rete, e l'impedenza dissimmetrica, compresa tra di essi, collegati insieme per l'alta frequenza, e la terra. Si osserva che le due impedenze variano grandemente in fun-

zione della frequenza con legge del tutto bizzarra; il loro andamento è in generale diverso, a seconda che la linea è a fili attorcigliati od a fili paralleli, libera o schermata, con o senza altri utenti inseriti nelle immediate vicinanze, e così via.

Da alcune serie di misure eseguite si constata che l'assunzione di una rete equivalente puramente ohmica è una soluzione di compromesso corrispondente assai bene alla realtà, poichè in pratica si hanno sia impedenze induttive, sia impedenze capacitive. Il valore di 150 Ω sembrerebbe ben adatto per l'impedenza dissimmetrica, ma leggermente eccessivo per l'impedenza simmetrica.

I limiti superiori di tensione stabiliti per una rete equivalente di 150 Ω sono evidentemente maggiori di quelli che si dovrebbero fissare per una resistenza equivalente minore. Stabiliti quindi i limiti di tensione per una resistenza equivalente di 150 Ω, se in realtà l'impedenza della rete è minore di questo valore, si ha maggiore probabilità che la tensione perturbatrice resti al disotto del limite fissato. In altre parole, l'errore, che eventualmente si commetterebbe adottando una rete equivalente di 150 Ω, sarebbe nel senso di determinare tensioni perturbatrici medie maggiori di quelle che effettivamente si producono.

Non poche altre incertezze si sono presentate a proposito della definizione della tensione perturbatrice e quindi del modo di misurarla.

In un primo tempo gli apparecchi di misura nei diversi paesi furono costruiti in maniera completamente diversa ([7]), mantenendo uguali soltanto alcune caratteristiche dei circuiti; i risultati dei confronti non furono molto brillanti, e si ebbero scarti anche superiori a 10 dB tra i diversi esemplari. Successivamente è stato aumentato il numero dei parametri fissi dei circuiti, diminuendo al tempo stesso le tolleranze rispetto a questi valori determinati ([8]), come si dirà più avanti per un caso particolare; in questo modo i confronti hanno dato risultati migliori.

Da poco tempo soltanto ci si è avviati, sembra, verso la risoluzione pratica definitiva. È stata lasciata da parte la questione se il numero risultante dalla misura, effettuata in uno dei modi stabiliti, corrisponda più o meno esattamente alla sensazione del disturbo, mentre è stato invece affrontato il problema di avere, in ogni paese, apparecchi di misura per quanto possibile uguali. La taratura globale degli apparecchi di misura è stata anch'essa definita a mezzo di un perturbatore normalizzato (oscillatore di rilasciamento); mentre finora la taratura era stata eseguita in maniera forse meno aderente alla realtà, cioè con una tensione sinusoidale non modulata, di ampiezza misurabile.

Non mancano contributi ([9]), anche recenti, riguardo al « perturbatore campione » per la taratura degli apparecchi di misura; ma non sembra

([7]) A. Dennhardt e E. H. Himmler: E. N. T., 1935, XII, p. 55
G. Gramaglia: R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, III, p. 29.
([8]) K. Hagenhaus: V. N. T. Siemens, 1937, VII, p. 437.
E. Paolini: A. F., 1938, VII, p. 5.
([9]) E. Fromy: Onde Él., 1938, XVII, p. 373.

che in base a questi lavori si giunga a conclusioni infirmanti il sistema di taratura adottato.

Già adesso gli apparecchi di misura costruiti in diversi paesi, secondo diversi principi, tarati con tensioni sinusoidali pure, dànno misurazioni poco diverse.

Recentemente, ad esempio, è stato fatto un confronto fra un apparecchio di misura tedesco fabbricato dalla Ditta Siemens e Halske di Berlino, ed un apparecchio di misura italiano costruito presso l'Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina di Livorno, usando come perturbatore di riferimento un aspirapolvere di media grandezza. Le differenze riscontrate tra le misure sono state mediamente di 1,8 dB e la differenza massima è stata di 5 dB. In queste differenze sono compresi gli errori dovuti all'incertezza della lettura, ed alla eventuale variazione spontanea della tensione generata dal perturbatore durante i quattro mesi intercorsi tra le misure italiane e tedesche, variazioni che possono essere state anche favorite dagli scuotimenti del trasporto dalla Germania all'Italia.

Le differenze riscontrate sono comunque ben piccole, ed è da ritenere che, in seguito, esse si ridurranno ancora di più, quando verranno usati apparecchi di misura costruiti secondo un medesimo modello e tarati per mezzo di uno stesso perturbatore campione.

Un'altra causa di dubbio è la lettura dello strumento indicatore finale. La tensione perturbatrice, per la sua stessa natura, ha un andamento nel tempo del tutto irregolare, e le costanti di tempo dei circuiti dell'apparecchio di misura e dello strumento non sono tali da *spianare* sufficientemente queste irregolarità; anche la fluttuazione dell'ago dello strumento risulta bizzarra.

L'errore dovuto all'incertezza della lettura dipende più dall'abilità dell'osservatore che dal tipo di fluttuazione dell'ago dello strumento di misura.

Un osservatore abbastanza allenato può apprezzare, in un tempo di qualche secondo, il valore medio della deviazione dell'ago, con buona precisione; questa precisione dipende per altro, naturalmente, anche dall'ampiezza dell'oscillazione dell'ago.

L'ordine di grandezza degli errori dovuti all'incertezza della lettura è stato determinato facendo eseguire letture di uno stesso strumento indicatore contemporaneamente da dodici osservatori non allenati affatto a simili lavori di interpolazione. Essi sono stati posti davanti ad un apparecchio di misura collegato al perturbatore; gli osservatori avevano sei secondi di tempo per effettuare la lettura, che dovevano trascrivere in segreto per non influenzarsi mutuamente.

Nel caso di una fluttuazione normale dell'ago dello strumento, lo scarto massimo non ha superato 1 dB rispetto alla media delle osservazioni; nel caso di fluttuazioni eccezionalmente violente e di grande ampiezza, ciò che in pratica si ha solo raramente, lo scarto massimo rispetto alla media ha raggiunto 2 dB.

Con osservatori ben allenati in questo genere di *integrazione* delle letture gli scarti diminuiscono notevolmente.

Si è notata la tendenza di ciascun osservatore a fare letture sempre più grandi o sempre più piccole della media, ciò che conferma l'esistenza di una « equazione personale » per ciascun osservatore.

È da ritenersi, quindi, che gli scarti dovuti all'incertezza della lettura siano generalmente di un ordine di grandezza tale da non influenzare apprezzabilmente la determinazione delle tensioni limiti.

4. - Considerazioni statistiche sulle tensioni perturbatrici.

Rimane ora da definire il significato di limite di tensione.

Se tutti gli apparecchi dello stesso tipo generassero agli estremi di una stessa resistenza, la stessa tensione perturbatrice, sarebbe chiaro che, una volta fissato il limite massimo consentito per questa tensione, basterebbe adottare un dispositivo antiparassita tale che tutti gli apparecchi muniti di questo generassero una tensione minore del limite.

In pratica, invece, si hanno fra gli apparecchi di identica fabbricazione forti scarti tra le tensioni generate; e non è nemmeno possibile, per evidenti ragioni di economia, effettuare misurazioni su *ogni* apparecchio che viene costruito, ed applicare ad ognuno un particolare circuito antiparassita atto a ridurre la tensione al disotto del limite voluto. Può essere invece ragionevolmente richiesto alle ditte costruttrici che esse effettuino misure di « tipo », cioè misurazioni su di un numero limitato di apparecchi, per esempio 100 ÷ 300, allo scopo di determinare sia la dispersione delle tensioni, sia l'efficacia media di identici dispositivi antiparassiti. Una volta stabiliti questi dati, verranno applicati a tutti indistintamente gli apparecchi di identica fabbricazione quei circuiti antiparassiti che, per una prestabilita alta percentuale di apparecchi, riducono la tensione perturbatrice al disotto del limite imposto. Solo di tanto in tanto sarà necessario effettuare sulla produzione alcune serie di misure di controllo.

Gli apparecchi appartenenti alla percentuale rimanente, i quali, anche dopo l'applicazione del dispositivo antiparassita, generano una tensione superiore al limite, saranno forzatamente lasciati nelle condizioni in cui si trovano, fidando che, nelle condizioni di uso, si produca qualche favorevole circostanza (impedenza della rete di alimentazione minore di 150 Ω, campi utili da proteggere nelle vicinanze più intensi di 1 mV/m, accoppiamento tra la rete e le antenne vicine minore del valore medio, altezza efficace delle antenne vicine maggiore del valore medio, forte rapporto fra sensibilità utile e sensibilità dannosa dei ricevitori vicini, discordanza tra le ore di utilizzazione dell'apparecchio perturbatore e quelle di utilizzazione dei ricevitori, intermittenza a lunghi periodi di brevi perturbazioni, e via di seguito) in modo da rendere la perturbazione sopportabile.

Quando nessuna delle tante e così probabili cause di tolleranza del disturbo si verificasse, sembrerebbe giusto che il rimedio dovesse essere attuato sul posto, di comune accordo tra l'utente dell'apparecchio ed i radioascoltatori perturbati.

Purtuttavia, per determinare praticamente quali siano gli scarti della tensione generata tra apparecchi identici, sono state effettuate anche in Italia serie di misure, sia presso i magazzini di apparecchi elettrodomestici, sia presso officine di fabbricazione [10].

Gli apparecchi di identica fabbricazione, forniti o meno di dispositivi antiparassiti, generano tensioni di alta frequenza, la cui ripartizione

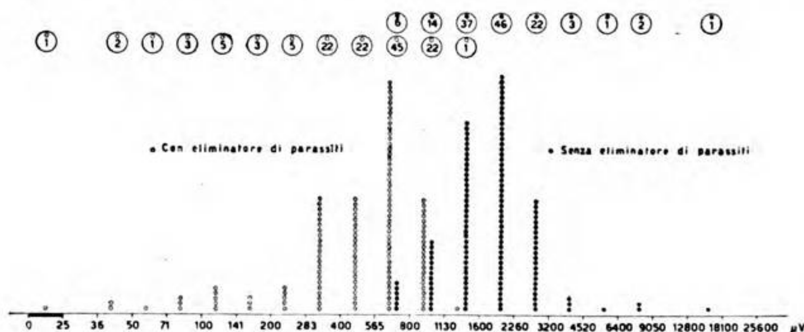


Fig. 2. — Esempio di distribuzione delle tensioni parassite simmetriche sulla frequenza di 150 kHz, prodotte da 132 ventilatori.

deve seguire in modo generale la legge degli errori di Gauss; cioè si deve avere una distribuzione di valori misurati per la tensione perturbatrice con un andamento analogo a quello di una curva di probabilità.

Un esempio di questa distribuzione si ha in figura 2 in cui sono riferiti i risultati ottenuti sulle tensioni simmetriche a 150 kHz, generate da 132 ventilatori. Sulle ascisse sono riportate le tensioni in scala logaritmica, e le graduazioni sono segnate ad intervalli uguali di 3 dB. In corrispondenza di ogni intervallo sono segnati in colonna tanti cerchietti quanti sono gli apparecchi che generano una tensione compresa entro i limiti dell'intervallo. I cerchietti pieni si riferiscono alle tensioni degli apparecchi non provveduti di dispositivo antiparassita, i cerchietti vuoti si riferiscono agli stessi apparecchi forniti di un condensatore da 0,1 μF inserito tra i due conduttori di alimentazione.

---

(10) Si ringraziano qui particolarmente i dirigenti ed i tecnici della Ditta Ercole Marelli di Sesto S. Giovanni (Milano), per aver permesso, nelle loro officine, una lunga serie di misure, e per aver validamente collaborato alla esecuzione delle misure stesse.

Dal grafico appare chiaramente l'efficacia media del dispositivo antiparassita il quale, nel caso considerato e per quella data frequenza, riduce mediamente la tensione perturbatrice di 13 dB.

Nei diagrammi di questo tipo occorre prescindere da un intervallo iniziale, dove la tensione è minore di circa 25 μV, entro il quale la misura risulta affetta da errore percentualmente sempre maggiore avvicinan-

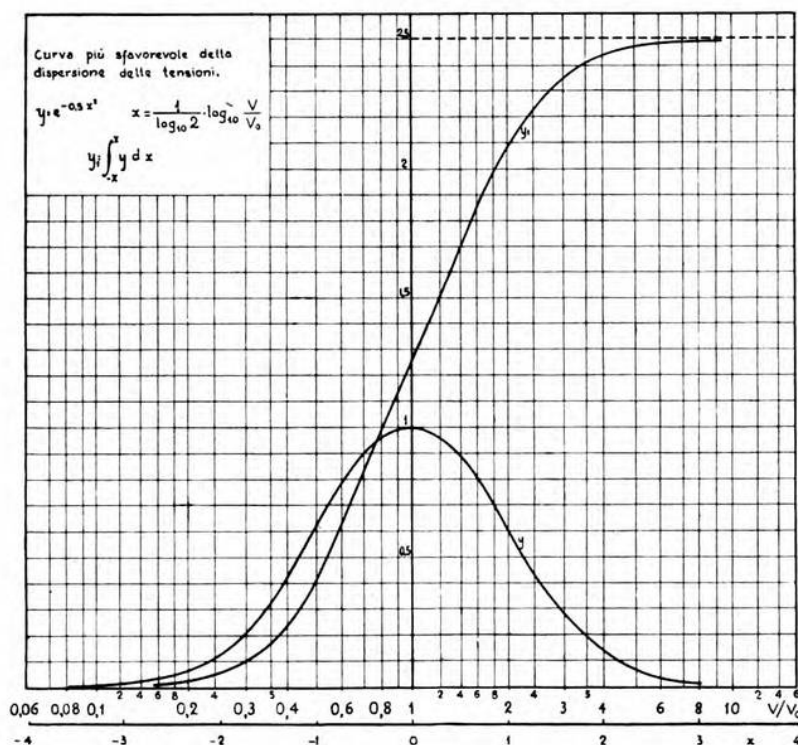


Fig. 3. — Andamento medio delle tensioni parassite per il quale si hanno le più forti dispersioni dei valori.

dosi verso lo zero, mentre la scala logaritmica per contro si dilata sempre più in modo che gli errori, riportati sul grafico, diventano così notevoli da alterare l'andamento della distribuzione delle tensioni.

Sulla scorta di numerose serie di misure eseguite, si può determinare una curva di probabilità che, a meno di un fattore arbitrario, dia una distribuzione uguale a quella relativa al caso reale effettivamente riscontrato, nel quale le tensioni hanno la più grande dispersione.

Questa curva (fig. 3) può essere rappresentata dall'equazione $y = e^{-0,5\,x^2}$, dove l'ascissa x è proporzionale al logaritmo del rapporto

fra la tensione generica V e la tensione media V_0 corrispondente al massimo numero degli apparecchi ([11]); cioè x risulta di conseguenza proporzionale al numero degli apparecchi aventi una tensione compresa tra V e $V + dV$. In questa maniera si è sostituita al grafico discontinuo una curva continua, dalla quale si possono più facilmente trarre i risultati.

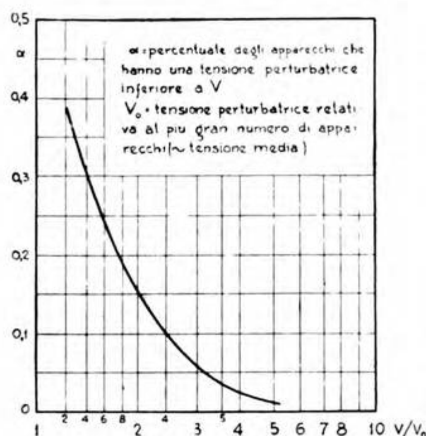


Fig. 4. — Rapporto, nel caso più sfavorevole, tra la tensione massima ammissibile e la tensione media, in funzione della percentuale degli apparecchi che generano una tensione superiore a quella massima ammissibile.

Si deve tener presente che la curva disegnata è una *curva limite*; nessuna distribuzione di tensione effettivamente misurata è più dispersa di quella definita da questa curva.

L'integrale della funzione precedente:

$$y_1 = \int e^{-0,5\,x^2}\, dx ,$$

esteso tra $-\infty$ e $+\infty$, è proporzionale al numero totale degli apparecchi; mentre l'integrale limitato tra x e $+\infty$ è proporzionale al numero degli apparecchi che dànno una tensione superiore a V.

Il rapporto α tra il secondo ed il primo di questi integrali può essere espresso in funzione di V/V_0 e la curva relativa a questa funzione è indicata in figura 4.

Risulta, ad esempio, da questa curva che, se si desidera che non più del 15 % degli apparecchi abbia una tensione perturbatrice superiore ad una certa tensione limite, questa tensione limite può essere, al massimo, doppia della tensione media; mentre se si vuole che non più del 10 % degli apparecchi sorpassi la tensione limite, questa può essere, al massimo, 2,4 volte la tensione media, e così via.

Mentre si desidera che la più piccola percentuale possibile di apparecchi generi una tensione superiore al limite stabilito, in pratica non è economicamente conveniente nè vantaggioso, e tecnicamente è più difficile, imporre che la tensione media sia molto minore di questo limite.

Queste due contrastanti esigenze sono legate, nell'ipotesi più sfavo-

---

([11]) Riferendosi alla figura 3, il coefficiente x è dato dalla seguente espressione:

$$x = \frac{1}{\log_{10} 2} \cdot \log_{10} \frac{V}{V_0} .$$

revole, dalla relazione rappresentata nel grafico, e tra di esse si dovrà adottare una soluzione di compromesso.

Sulla scorta di questi elementi, e di altri analoghi che in altri luoghi ed in altre circostanze sono stati determinati, tenute presenti tutte le considerazioni elencate nei precedenti paragrafi, sembra possibile stabilire, col grado di sicurezza consentito in fenomeni statistici di questa natura, certi limiti per le tensioni perturbatrici, rispondenti almeno per adesso alle necessità del problema.

5. - Conclusioni.

Lo svolgimento degli studi nel campo delle perturbazioni alle radioaudizioni non ha portato rapidamente ad accordi generali sulle disposizioni legislative e di controllo sistematico da adottare per la difficoltà pratica, nelle condizioni attuali, di mettere perfettamente in armonia ciò che si sarebbe desiderato, con ciò che *praticamente* è possibile ottenere.

Sono stati tuttavia eseguiti studi e confronti sugli apparecchi di misura, sul modo di tararli, sull'impedenza delle reti, sulle modalità di esecuzione delle misure, e via di sèguito, per far sì che un eventuale accordo sull'argomento non risultasse infirmato da differenze di interpretazione; ossia, affinchè i limiti per le tensioni perturbatrici che dovrebbero ragionevolmente essere ammessi non fossero poi, in pratica, fissati con un coefficiente di aumento per tener conto in essi anche delle suddette differenze di interpretazione.

Gli scarti probabili sono dovuti alla differenza degli apparecchi di misura, all'incertezza della lettura ed alla dispersione delle tensioni.

Lo scarto relativo alla prima causa è piccolo di fronte a quello dovuto alla dispersione delle tensioni, il quale nelle misure pratiche comprende già lo scarto, anch'esso piccolo, dovuto all'incertezza delle letture. Rimane quindi prevalentemente la dispersione ad influenzare la scelta dei limiti per le tensioni perturbatrici.

Riferendoci al caso più sfavorevole in questa distribuzione, effettivamente riscontrato nelle centinaia di serie di misure compiute, è possibile stabilire, per una determinata frequenza, la relazione che lega il rapporto tra la tensione V e la tensione perturbatrice media V_0 alla percentuale degli apparecchi che hanno una tensione perturbatrice superiore a V.

Ciò permette di fissare certi limiti ammissibili per le tensioni perturbatrici, avendo un'idea assai precisa dell'ordine di grandezza degli scarti che, nei casi più sfavorevoli, potranno verificarsi.

Fin qui il lavoro dei tecnici; rimangono da effettuare e mettere in vigore dagli organi competenti tutte quelle disposizioni che tengano conto dei dati e dei risultati ora acquisiti; ciò che è augurabile possa avvenire in breve volgere di tempo.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

H. BENECKE — **Altoparlanti invisibili.** (Telefunken Ztg., settembre 1938, XIX, 79, pag. 66-71, con 8 fig.).

Sono descritti due nuovi tipi di altoparlanti: un altoparlante incassato nel terreno (*Bodenlautsprecher*) ed un altoparlante piatto (*Flachlautsprecher*).

Il primo funziona secondo il principio elettrodinamico e non ha dal punto di vista elettrico nessuna particolarità importante. La tromba è formata da due parti (fig. 1); la prima, più vicina alla membrana, è a

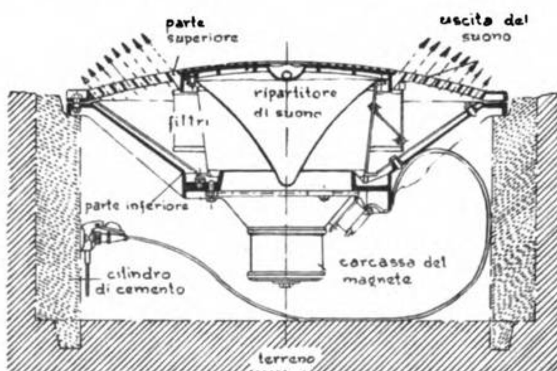


Fig. 1. — Altoparlante incassato nel terreno.

forma di tronco di cono, la seconda è a sezione anulare, limitata tra una superfice conica ed una superfice di profilo esponenziale. La bocca, di circa 90 cm di diametro, è chiusa da una griglia di protezione leggermente ricurva. Tutto l'altoparlante è fissato al di sotto del livello del suolo in un'apposita cavità cilindrica profonda all'incirca 50 cm, in guisa che la griglia risulti mediamente a pari del terreno. Un cunicolo in corrispondenza del raccordo delle due parti della tromba convoglia l'acqua che può penetrare all'interno, e due filtri successivi impedi-

scono che l'acqua e l'umidità vadano a danneggiare gli organi sensibili dell'altoparlante.

I vantaggi principali di questo tipo sono la sua praticità di installazione e la sua invisibilità. Naturalmente le portate non risultano così grandi come in un altoparlante aereo, specialmente quando il suolo nell'immediato intorno sia densamente occupato. Purtuttavia gli altoparlanti incassati possono rendere utilissimi servigi in occasione di parate, di adunate, nei teatri all'aperto, e in circostanze analoghe.

Fig. 2. — Altoparlante piatto.

L'altoparlante piatto è, come il precedente, elettrodinamico (fig. 2), con il magnete permanente posto dalla parte della concavità del cono. L'altezza massima totale dell'apparecchio è all'incirca la quinta parte del diametro, cosicchè la carcassa che lo contiene può venire semplicemente addossata ad una parete ottenendo al tempo stesso un discreto motivo decorativo.

La potenza è assai modesta, qualche watt, tale però da permetterne ancora utilmente l'uso in locali semichiusi come cortili, logge e simili.

Viene in fine esposto il calcolo dell'effetto di interferenza delle sorgenti immagini, provocate da riflessioni del suono su schermi posti nelle immediate vicinanze delle sorgenti reali, per poterne trarre le conseguenze riguardanti i difetti della curva di risposta totale che si ha addossando più o meno l'altoparlante alle pareti.

E. P.

R. P. Glover e B. Braumzweiger — **Un pistonofono a bobina mobile per la misura della pressione in un campo sonoro.** (J. A. S. A., gennaio 1939, X, 3, pag. 200-202, con 3 fig.).

L'utilità del pistonofono per la misura assoluta di pressioni sonore è limitata, com'è noto, dal fatto che esso non può essere usato per frequenze che superino qualche centinaia di hertz; esso è tuttavia uno strumento indubbiamente utilissimo nel campo delle misure acustiche, e il nuovo apparecchio ora presentato ha il vantaggio, rispetto ai precedenti tipi ideati e studiati da Wente, di poter esser costruito coi pezzi di un altoparlante dinamico a bobina mobile di tipo commerciale. Si

tratta infatti di un pistonofono dinamico il cui pistone è costituito da un pezzo di acciaio di 0,318 cm di diametro, spostabile su un supporto di bronzo lungo 2,4 cm. La bobina mobile è fissata a un cono rigido di alluminio perforato, a cui è attaccato il pistone. Il microfono indicatore della pressione è piezoelettrico, di piccole dimensioni, protetto permanentemente da uno schermo elettrostatico e stabilmente fissato alla « testa » del pistonofono la quale viene avvitata al resto dell'apparecchio (fig. 1).



Fig. 1. — Veduta del pistonofono dinamico con la testa svitata.

Il volume della camera d'aria di cui si misura la pressione è all'incirca di 50 cm³. La misura della sensibilità assoluta del pistonofono vien fatta per confronto con una tensione di compensazione nota, a pistone bloccato.

G. Mad.

ANTENNE.

W. W. HANSEN e L. M. HOLLINGSWORTH — **Progetto di sistemi di antenne con irradiazione orizzontale.** (Proc. I. R. E., febbraio 1939, XXVII, 2, pag. 137-143, con 5 fig.).

In un precedente lavoro (1) furono esaminati alcuni sistemi di antenne, irradianti sostanzialmente nel piano orizzontale, ottenuti disponendo un certo numero di antenne corte lungo circonferenze coassiali. L'intensità della corrente di eccitazione, uguale per tutte le antenne di una medesima circonferenza, varia secondo una funzione di Bessel del raggio delle circonferenze stesse, mentre le correnti delle antenne elementari di una medesima circonferenza hanno differenze di fase proporzionali alla distanza angolare fra di esse. Sono stati considerati precedentemente il caso in cui la funzione di Bessel è di ordine zero ed il caso in cui si ha una sola circonferenza di raggio all'incirca uguale a quello corrispondente al primo massimo della funzione di Bessel di ordine $n \gtrsim 1$.

Facendo uso di numerose approssimazioni, di cui è quasi impossibile apprezzare la portata, vengono ora prese in considerazione le classi più generali di sistemi di antenne costituiti con lo stesso principio, allo

(1) W. W. HANSEN e J. R. WOODYARD: Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 333; A. F., 1938, VII, p. 637.

scopo di stabilire quale sia quello che presenta il massimo guadagno. Calcoli piuttosto laboriosi portano a concludere che con un dato numero di elementi il massimo guadagno si ottiene precisamente con uno dei due sistemi precedentemente studiati.

R. S.

W. L. Barrow e F. M. Greene — **Tubi vuoti rettangolari come radiatori.** (Proc. I. R. E., dicembre 1938, XXVI, 12, pag. 1498-1519, con 11 fig.).

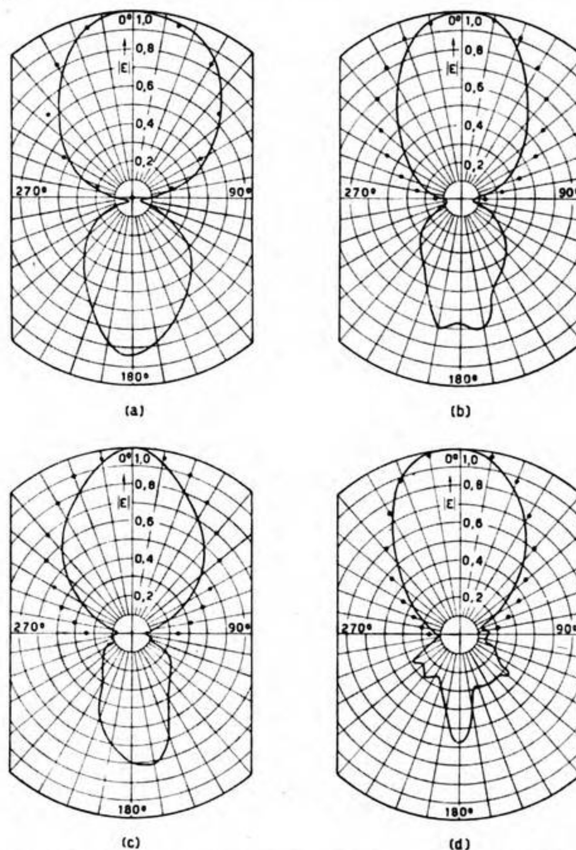


Fig. 1. — Diagrammi di irradiazione nel piano orizzontale: misurati (curve continue) e calcolati (punti isolati):

a) $\lambda = 98$ cm, $L = 4{,}78$ m, $W_h = 0{,}51$;
b) $\lambda = 90$ cm, $L = 4{,}78$ m, $W_h = 0{,}56$;
c) $\lambda = 72$ cm, $L = 4{,}78$ m, $W_h = 0{,}69$;
d) $\lambda = 52$ cm, $L = 4{,}78$ m, $W_h = 0{,}96$;

λ - lunghezza dell'onda irradiata; L - lunghezza del tubo; W_h - apertura orizzontale = (larghezza del tubo) / λ.

Se un tubo cavo rettangolare con pareti conduttrici viene chiuso ad un'estremità ed eccitato in modo che dall'estremità chiusa si propaghino nel suo interno onde elettromagnetiche verso l'estremità aperta, si ottiene da quest'ultima un'irradiazione nello spazio con carattere direttivo.

La teoria di questo nuovo sistema irradiante offre notevoli difficoltà di carattere concettuale, che non si possono ritenere superate nel presente lavoro. Interessanti sono comunque i risultati sperimentali, di cui in figura 1 è riportato un esempio.

Naturalmente la forma del diagramma polare d'irradiazione dipende dalla lunghezza d'onda e dalle proporzioni della sezione. I tubi rettangolari cavi, comportandosi come antenne direttive, possono essere riuniti a formare sistemi più o meno complessi, i quali offrono sulle antenne ordinarie i vantaggi derivanti dall'assenza di isolatori, di sostegni metallici e di linee di trasmissione, e dalla possibilità di ottenere, con un solo radiatore, risultati che ordinariamente richiedono la riunione di numerosi elementi, con la conseguente necessità di regolare le differenze di fase delle correnti e le loro ampiezze.

R. S.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

S. Lemoine — **L'uso dei condensatori per eliminare i disturbi provocati dai tranvai elettrici.** (W. E., gennaio 1939, XVI, 184, pag. 3-5, con 5 fig.).

Si riassume una serie di prove effettuate dall'Amministrazione dei Telegrafi svedese sulla riduzione delle perturbazioni radiofoniche provocate dall'esercizio tranviario.

Le prove sono state fatte su alcune linee tranviarie della città di Stoccolma; come antenna captatrice della perturbazione radiofonica è stato usato un conduttore di 15 m di lunghezza sospeso parallelamente al filo del trollei alla distanza di 3 m da esso. Come rivelatore si è adoperato un circuito ad alta frequenza (non ben definito nell'articolo) collegato ad un apparecchio registratore.

Le prove sono state iniziate nel 1934 disponendo ogni 120 m un condensatore da 8 μF tra la linea e la terra. I risultati ottenuti non furono soddisfacenti. Successivamente, nel 1937 furono fatte altre prove con condensatori da 1 μF disposti ogni 60 m, e poi ogni 30 m. I risultati furono assai migliori; ma fu notato che per le alte frequenze della gamma della radiodiffusione la riduzione dei parassiti risultava minore che non per le frequenze più basse.

La ragione di ciò sta nel fatto che l'induttanza del tratto di linea compresa tra due condensatori successivi, insieme con quella dei conduttori relativi ai condensatori stessi, è compresa tra 10 e 100 μH, e fa sì che la frequenza di risonanza del circuito in serie così formato sia situata al di sotto della gamma della radiodiffusione.

Fu in sèguito fatta una prova sostituendo condensatori da 0,002 μF, specialmente costruiti, a quelli da 1 μF, e fu ottenuto un minimo dell'intensità della perturbazione ad 850 kHz, cioè nel centro della gamma da bonificare.

Da queste esperienze l'autore deduce che il valore più adatto per i condensatori antiparassiti dipende dall'induttanza della linea, ma generalmente sono da preferirsi capacità comprese tra 0,005 e 0,01 μF disposte ogni 30 m circa; migliori e più soddisfacenti risultati si ottengono se i condensatori che si susseguono hanno capacità diverse [1].

E. P.

A. DENNHARDT e O. STAUSS — **L'applicazione di tensioni parassite ad alta frequenza ai morsetti di alimentazione dei radioricevitori.** (H. F. Techn. u. El. Ak., febbraio 1939, LIII, 2, pag. 45-50, con 12 fig.).

In questo lavoro viene esaminato il problema delle perturbazioni nei radioricevitori provocate direttamente dall'applicazione di tensioni parassite ad alta frequenza ai morsetti di alimentazione degli apparecchi. Si prescinde cioè dalle perturbazioni captate per mezzo dell'antenna, che, come è noto, costituiscono in realtà l'aliquota maggiore dei disturbi radiofonici.

Una serie di esperienze è stata predisposta al fine di determinare certi numeri proporzionali all'entità del rapporto tra disturbo e segnale, in funzione dei diversi parametri in gioco.

In una camera acustica assorbente *GR* (fig. 1) è disposto un ricevitore *RG* il cui altoparlante dista un metro dalla testa dell'operatore *K*. Tra i morsetti di antenna e di terra del ricevitore è applicata una tensione alternativa di alta frequenza E_e, ottenuta dal generatore a bassa impedenza di uscita HS_e, modulata al 30 % con 800 Hz. La frequenza modulatrice è ottenuta dall'oscillatore a battimenti *Su* posto al di fuori dell'ambiente. Sui conduttori di alimentazione del ricevitore, a valle del filtro *HfS*, viene indotta, simmetricamente o dissimmetricamente, a mezzo del circuito contenuto in *EV* una f.e.m. non modulata V_n ottenuta dal generatore ausiliario di alta frequenza HS_n. Questa V_n, che rappresenta la tensione perturbatrice, ha una frequenza che differisce di 800 ÷ 1000 Hz dalla frequenza portante di E_e.

Se si ammette che per un segnale modulato al 30 % cui corrispondano 60 phon di sensazione, si possa sopportare un disturbo che dia luogo a una sensazione di 30 phon (ciò che corrisponde ad un rapporto 1 : 30 tra disturbo e segnale), riportando la modulazione al 100 % la differenza di livello tra disturbo e segnale diviene 40 dB; ciò che corri-

(1) H. HAERTEL e O. SCHNEIDER: Siemens Z., 1934, XIV, p. 324; A.F., 1935, IV, p. 333. — *n. d. r.*

sponde alle prescrizioni del Comitato Internazionale Speciale per le Perturbazioni Radiofoniche.

Viene definita « insensibilità al disturbo » (*Störfestigkeit*) la grandezza data dall'espressione:

$$S = \frac{V_{nz}}{E_e} 100 ,$$

quando V_{nz} ed E_e siano tali da dare rispettivamente sensazioni di 30 e 60 phon. Per ogni valore della tensione utile E_e si varia la sensibilità

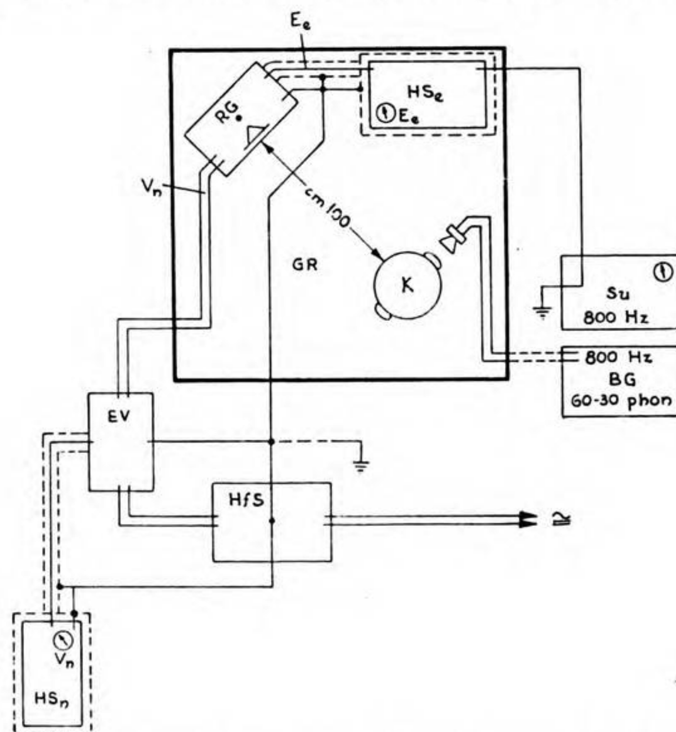


Fig. 1. — Disposizione degli apparecchi per l'esecuzione delle misure.

del ricevitore fino ad avere 60 phon di sensazione e per quella sensibilità si determina il valore V_{nz} di V_n, che dà la sensazione di 30 phon: per esempio, ai valori $E_e = 2$ mV e $V_n = 10$ mV corrisponde $S = 500$.

Le sensazioni sono misurate col metodo soggettivo di confronto per mezzo del fonometro di Barkhausen *BG*, che genera la frequenza di 800 Hz.

Vengono riportate, per diversi tipi di ricevitori alimentati con corrente alternata e con corrente continua, le curve di S in funzione della

frequenza, nelle gamme delle onde medie e lunghe. Tali diagrammi sono stati determinati per la tensione disturbatrice simmetrica e dissimmetrica, per diversi valori della tensione utile E_e. L'ammontare di S è diverso al variare di questi elementi e può avere valori di ordini di grandezza completamente differenti, compresi tra qualche unità e qualche diecina di migliaia di unità.

Dopo avere accennato al probabile meccanismo della propagazione del disturbo, si trattano poi l'efficacia dei filtri di alta frequenza e l'influenza che hanno, in pratica, le resistenze di terra e di antenna. Nei diversi casi sono state fatte misure di S, dalle quali si può facilmente dedurre l'influenza dei vari parametri.

Questi rilevamenti di laboratorio, riproducendo così da vicino la condizioni reali, dànno elementi molto utili per lo studio e la conoscenza dei fenomeni perturbatori delle radioaudizioni.

E. P.

G. GOFFIN — **Una causa di dispersione nella misura delle tensioni perturbatrici radiofoniche.** (Onde Él., febbraio 1939, XIX, 206, pag. 57-69, con 4 fig.).

Negli apparecchi misuratori di disturbi radiofonici fondati sul principio della supereterodina (cioè con amplificazione a frequenza intermedia) esiste una causa di errore intrinseca dell'apparecchio, provocata dalla non perfetta selezione dei circuiti preselettori.

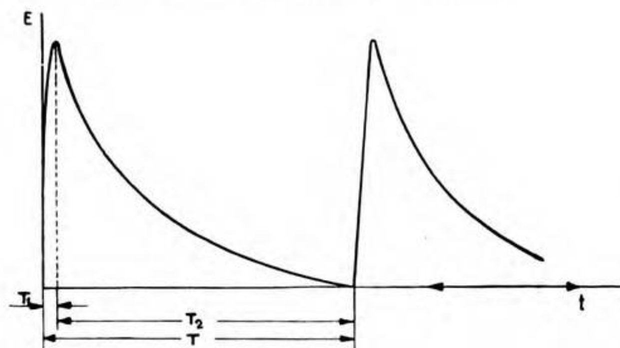


Fig. 1. — Andamento della tensione perturbatrice di riferimento.

In questo lavoro viene trattato, in un primo tempo, un apparecchio misuratore di disturbi, in cui la preselezione avvenga in modo perfetto; ammettendo cioè che l'attenuazione, che subisce nei circuiti preselettori la tensione a media frequenza, pur essa contenuta nello spettro del disturbo, sia infinita. Applicando all'entrata dell'apparecchio una tensione della forma indicata nella figura 1, la cui espressione può ad esempio essere rappresentata da una relazione del tipo:

$$E = V\left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}}\right),$$

si dimostra che la tensione di cresta di media frequenza $(E_m)_{max}$ che agisce sul voltmetro indicatore è approssimativamente:

$$[1] \qquad (E_m)_{max} = \frac{V}{2\pi^2 T_2} \frac{\Delta f}{f_0^2},$$

in cui T_2 è all'incirca pari al periodo della E, Δf è la larghezza della banda passante ed f_0 è la frequenza di accordo dei circuiti preselettori. L'elongazione dello strumento di misura del voltmetro di cresta è quindi proporzionale a questo valore.

L'espressione [1] è stata determinata ammettendo che la tensione di oscillazione locale avesse una espressione della forma:

$$E_e = A \operatorname{sen} (\omega_a t + \varphi),$$

in cui A è l'ampiezza dell'oscillazione, ω_a la pulsazione e φ la fase, per altro arbitraria, che risulta dall'aver assunto una determinata origine dei tempi.

Se la tensione di media frequenza f_m che agisce sul voltmetro di cresta risulta da una preselezione imperfetta, allora anche la componente dello spettro della perturbazione alla frequenza della media frequenza, quantunque attenuata dai circuiti preselettori nel rapporto λ, agisce sul voltmetro; e la tensione risultante, a parità di altre condizioni, è:

$$(E_{m1})_{max} = \frac{V}{2\pi^2 T_2} \frac{\Delta f}{f_0^2} \left(1 - \lambda \frac{f_0^2}{f_m^2} \operatorname{sen} \varphi\right) = (E_m)_{max} - \varepsilon .$$

Questa espressione si identifica con la [1] quando $\lambda = 0$, cioè quando la preselezione è perfetta, oppure quando la fase φ dell'oscillazione locale rispetto alla fase della perturbazione è zero.

Ciò generalmente non avviene, perchè il valore di φ, e di conseguenza il valore di $(E_{m1})_{max}$, dipendono dal caso.

È impossibile calcolare in generale il valore ε di questo scarto accidentale; per altro, in base a considerazioni statistiche, lo scarto medio vien definito da:

$$m = \frac{2}{\pi^2} \lambda \frac{f_0^2}{f_m^2},$$

e la curva di frequenza degli scarti, dall'equazione:

$$y = \frac{\varphi}{\pi} + \frac{1}{2}.$$

Una verifica sperimentale dello scarto medio e della curva di frequenza degli scarti è stata eseguita con tre apparecchi misuratori di disturbi: uno a risonanza e due a cambiamento di frequenza con diversi

valori della frequenza intermedia e del fattore di selezione λ. Questo controllo, effettuato prendendo come generatore di perturbazioni un oscillatore di rilasciamento, mostra un buon accordo dei dati sperimentali con quelli calcolati; quantunque il calcolo sia stato eseguito ammettendo un certo numero di ipotesi semplificative.

Per ridurre al minimo questa insopprimibile causa di errore, l'autore consiglia di aumentare il fattore di selezione $1/\lambda$ e di aumentare il più possibile la frequenza intermedia f_m.

E. P.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

O. H. Gish e H. G. Booker — **Inesistenza di intensa ionizzazione continua nella troposfera e nella bassa stratosfera.** (Proc. I. R. E., febbraio 1939, XXVII, 2, pag. 117-125, con 4 fig.).

Alcune recenti osservazioni di echi brevissimi hanno indotto qualche ricercatore ad ammettere l'esistenza di strati ionizzati, con densità ionica di $5 \cdot 10^{12}$ ioni per cm^3 o più, in regioni fra i 6 e i 10 km al di sopra della superficie terrestre. Tali strati ionizzati dovrebbero inoltre essere molto stabili, non manifestandosi variazioni apprezzabili nella densità ionica durante il giorno, nè durante l'anno. Gli autori confutano energicamente tale ipotesi sulla base di osservazioni dirette e di considerazioni energetiche.

Osservazioni dirette furono fatte misurando le conducibilità dell'aria dovute agli ioni negativi e a quelli positivi all'Osservatorio Magnetico di Huancayo a 3300 m sul livello del mare nelle Ande peruviane. La massima densità ionica rilevabile nella stagione secca in assenza di temporali è di circa 3800 ioni per cm^3. A questi si devono aggiungere gli ioni pesanti dovuti a fenomeni di trasporto, in ragione di un massimo di 15 000 ioni per cm^3. Nessun aumento apprezzabile della densità ionica si rileva durante i temporali.

Altre misure di conducibilità eseguite per mezzo di palloni sonda, che si spinsero fino ad altezze di 22 km, non rilevano nella troposfera densità ioniche superiori a 4000 ioni per cm^3, mentre rivelano un massimo di 5300 ioni per cm^3 ad un'altezza di circa 15 km.

In fine gli autori calcolano che l'energia necessaria a mantenere la densità ionica su ammessa, di $5 \cdot 10^{12}$ ioni per cm^3, ad un'altezza di 11 km, sia al minimo di 0,86 W/m^3. Quindi se tutta l'energia proveniente dal sole al limite dell'atmosfera, 1340 W/m^2, fosse usata a produrre questa ionizzazione, lo strato raggiungerebbe lo spessore di soltanto 1,5 km nelle regioni in cui il sole sia allo zenit. Inoltre, se la potenza elettrica messa in gioco dai temporali su tutta la superficie terrestre, circa $2 \cdot 10^9$ kW, fosse interamente utilizzata per la desiderata ionizzazione, uno strato dello spessore di 25 m potrebbe essere mantenuto per meno di 1/5000 della superficie terrestre.

Quindi la spiegazione degli echi osservati, ammesso che siano dovuti veramente a ritorno di radioonde dalla troposfera e dalla bassa stratosfera, va ricercata in altre proprietà fisiche dell'atmosfera che non in quella di una intensa e continua ionizzazione.

R. S.

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

C. BRUNETTI — **Oscillatori a resistenza negativa a campo frenante.** (Proc. I. R. E., febbraio 1939, XXVII, 2, pag. 88-94, con 6 fig.).

Gli oscillatori a resistenza negativa sono particolarmente utili per scopi di laboratorio, ma si sono diffusi solo recentemente dopo l'introduzione dei nuovi tipi a resistenza negativa ottenuta con campo frenante, perchè i tipi anteriori, a resistenza negativa ottenuta con emissione secondaria, erano poco stabili.

Lo schema di tali oscillatori è ormai noto; per essi sono utilizzabili gli ordinari pentodi riceventi per alta frequenza. L'autore analizza in modo particolare l'uso di un tubo 58, ne studia le tensioni più convenienti e le corrispondenti condizioni di lavoro. Quando la resistenza positiva del circuito è molto superiore a quella negativa del tubo, un funzionamento stabile viene raggiunto in quanto la porzione di caratteristica dinamica utilizzata comprende largamente le zone curve. In tali condizioni la corrente prodotta presenta un sensibile contenuto di armoniche in modo analogo a quanto accade con gli altri oscillatori; questo fatto viene illustrato con oscillogrammi. Quando si desideri avere una buona forma d'onda e quindi una grande stabilità di frequenza, si può introdurre, come è noto, un comando automatico d'ampiezza rettificando con un diodo la tensione oscillante ed usando la tensione continua così ottenuta per regolare la resistenza negativa; adoperando un diodo ritardato ed uno schema appropriato, si può avere una grande stabilità di ampiezza e frequenza; in un esempio riportato, variazioni del 33 % nelle tensioni di alimentazione producono variazioni di meno di 10 su 1 000 000 nella frequenza.

Gli oscillatori del tipo studiato lavorano bene per campi molto estesi di frequenza; usando un circuito risonante accordabile, ad esempio, per variazione di capacità, si ha un limite inferiore di frequenza quando la resistenza in parallelo scende sotto il valore minimo ottenibile dal tubo, ed un limite superiore quando il rapporto L/C diventa troppo alto, con la conseguenza di una cattiva forma d'onda; l'autore stima che tale limite superiore corrisponde all'incirca a $30 \cdot 10^6$ H/F. Per onde corte intervengono i noti fenomeni secondari dovuti al tempo finito di transito degli elettroni, ed inoltre è difficile attuare elevate resistenze in parallelo con circuiti risonanti di tipo normale; ad ogni modo oscillatori sino a 60 MHz sono stati costruiti senza grandi difficoltà.

Introducendo una resistenza in serie col tubo, si può diminuire la resistenza negativa e quindi aumentare le possibilità di oscillazione; in

tale modo poi si possono ottenere forme d'onda molto distorte sino a giungere ad un funzionamento analogo a quello degli oscillatori di rilassamento e utilizzabile, ad esempio, nella moltiplicazione e demoltiplicazione di frequenza.

Possono infine più circuiti risonanti eccitarsi contemporaneamente e le varie oscillazioni prodotte reagire tra loro in maniera che, ad esempio, da un solo oscillatore si ottenga direttamente un segnale ad alta frequenza modulato a frequenza musicale.

G. C.

LINEE E CONDUTTURE.

J. J. Pilliod — **Linee telefoniche transcontinentali.** (Bell S. T. J., gennaio 1939, XVIII, 1, pag. 235-245, con 10 fig.).

L'articolo si riferisce alle nuove linee telefoniche aeree dei circuiti transcontinentali, costruite in modo da permettere la trasmissione con correnti portanti. La spaziatura adottata tra i fili di una coppia è ridotta a 20 cm; quella fra i fili più vicini di due coppie sulla medesima traversa è di 66-76 cm; quella verticale tra le coppie è di 91 cm.

Una trasposizione accuratamente studiata ed eseguita, la quale consente di scambiare i fili di una coppia in uno spazio molto ristretto, ha permesso di ridurre a valori trascurabili la diafonia, anche per le frequenze dell'ordine del centinaio di kilohertz. Con speciale cura si è cercato di ottenere, per i diversi fili, frecce elastiche assolutamente identiche, determinandone il valore sia mediante sistemi ottici, sia mediante la misura della frequenza propria di vibrazione dei fili. Per superare con linee aeree le campate maggiori di 300 m, sono state adottate strutture a portale opportunamente disegnate.

T. L.

MISURE.

C. Williamson e J. Nagy — **Voltmetro elettronico stabilizzato con tubi in opposizione.** (R. S. I., settembre 1938, IX, 9, pag. 270-272, con 2 fig.).

Viene descritto un voltmetro elettronico a corrente continua, costituito con due tubi disposti in opposizione, nel quale i valori effettivi dei parametri di ciascuno dei due tubi (fattore di amplificazione μ, transconduttanza differenziale g_t, resistenza differenziale di placca r_p, resistenza a corrente continua r_i) sono resi praticamente uguali ai valori corrispondenti dell'altro mediante due resistenze di valore opportuno, disposte rispettivamente in serie ed in parallelo a ciascun tubo.

Il principio utilizzato per ottenere la egualizzazione dei parametri dei due tubi è il seguente. Una resistenza posta in serie all'anodo di un tubo elettronico aumenta il valore effettivo dei parametri r_p ed r_i, mentre diminuisce quello di g_t; tende quindi a mantenere inalterato μ.

Invece una resistenza posta in derivazione tra l'anodo ed il catodo di un tubo diminuisce il valore effettivo dei parametri r_p ed r_i senza modificare g_i; permette quindi di variare μ.

Il circuito è riprodotto in forma schematica nella figura 1; ciascun tubo è alimentato attraverso un partitore di tensione distinto; i rapporti R_2/R_1 e R_7/R_6, essendo poco minori del fattore di amplificazione dei

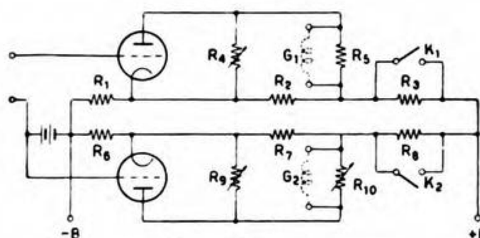


Fig. 1. — Schema del voltmetro elettronico stabilizzato.

tubi. G_1 e G_2 rappresentano le bobine di un galvanometro differenziale e le resistenze variabili R_4, R_9, R_{10} servono per compensare le eventuali differenze dei parametri dei tubi.

Per ottenere la egualizzazione dei parametri si procede nella seguente maniera: assegnato ad R_4 ed R_9 il massimo valore, si varia la R_{10} sino ad ottenere l'annullarsi dell'indicazione del galvanometro. In un secondo tempo, variando contemporaneamente R_4 ed R_{10}, si ottiene che la chiusura dell'interruttore K_1 non produca deviazione del galvanometro. Infine le deviazioni del galvanometro prodotte dalla chiusura dell'interruttore K_2 sono annullate regolando contemporaneamente R_9 ed R_{10}.

Si è constatato sperimentalmente che le piccole differenze residue tra i parametri dei due tubi non compromettono la stabilità del dispositivo e che una variazione del $\pm$ 20 % della tensione di alimentazione delle placche non sposta lo zero del galvanometro.

La disposizione indicata trova pure applicazione in tutti i dispositivi comprendenti due tubi in opposizione, nei quali, per il corretto funzionamento, occorra la egualizzazione dei parametri.

A. P.

H. W. LAMSON — **Un indicatore elettronico di zero per ponti d'impedenze.** (R. S. I., settembre 1938, IX, 9, pag. 272-275, con 4 fig.).

Gli indicatori di zero comunemente adoperati per equilibrare i ponti a corrente alternata presentano alcuni inconvenienti, tra i quali i principali sono: l'indicazione è indipendente dalla natura, reattiva o resistiva, dello squilibrio (fa eccezione il galvanometro a corrente alternata); l'indicazione è indipendente dal senso, positivo o negativo, dello squilibrio; un sovraccarico accidentale dell'indicatore di zero, possibile nel-

l'ottenimento delle condizioni di equilibrio, può risultare fatale per l'integrità dell'apparecchio.

Allo scopo di ridurre i vari inconvenienti sopraindicati e di ottenere un indicatore di zero che non presenti limitazione di frequenza, almeno nella gamma in cui praticamente si adoperano i ponti a corrente alternata, viene proposto un dispositivo con un indicatore di tipo ottico-elettronico, il quale sembra destinato ad avere un largo campo di applicazione.

Sostanzialmente esso comprende (fig. 1): un tubo oscillografico di tipo ordinario con due coppie di placchette deviatrici; un variatore di

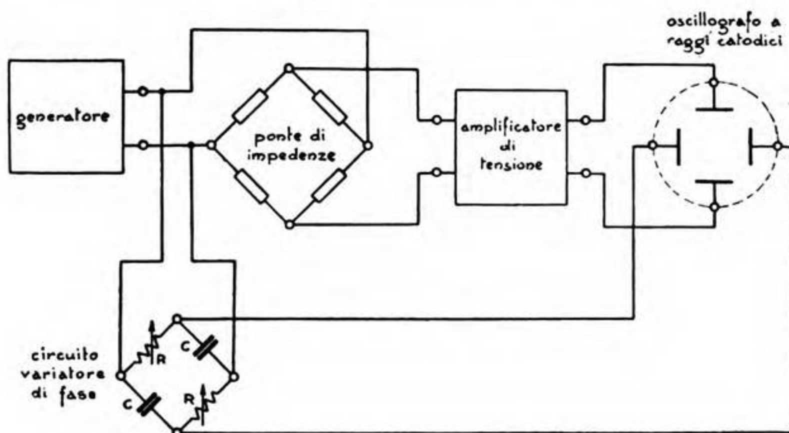


Fig. 1. — Schema del dispositivo indicatore di zero.

fase costituito da un circuito a ponte (disposizione Turner-McNamara); un amplificatore di tensione. In condizione di equilibrio del ponte la tensione che si manifesta agli estremi della diagonale di rivelazione è zero e quindi sullo schermo del tubo oscillografico appare un segmento rettilineo; appare invece una ellisse in condizione di squilibrio.

In generale, variando una qualunque delle regolazioni del ponte, variano contemporaneamente sia la inclinazione degli assi dell'ellisse, sia la loro lunghezza. Regolando in modo opportuno la relazione di fase tra la tensione del generatore e quella di uscita del ponte — e serve allo scopo il dispositivo variatore all'uopo predisposto — è possibile ottenere che, cambiando la reattanza, l'ellisse ruoti intorno al suo centro senza che gli assi risultino apprezzabilmente alterati. In queste condizioni l'equilibrio si consegue in due tempi, precisamente: si varia la reattanza campione sino ad ottenere che uno degli assi dell'ellisse risulti orizzontale; si varia quindi la resistenza campione sino a trasformare l'ellisse in un segmento rettilineo, condizione quest'ultima indicante che il ponte è in equilibrio.

Il dispositivo proposto, oltre ai vantaggi propri dei sistemi ottico--elettronici, ne presenta altri di notevole convenienza: permette di effettuare l'equilibratura del ponte mantenendo l'indicatore di zero alla massima sensibilità; fornisce, sin dalle prime operazioni, il senso in cui deve essere effettuata la variazione dei campioni reattivi e resistivi.

A. P.

D. B. SINCLAIR — **Metodi di risonanza in parallelo per misure precise di impedenze elevate a radiofrequenza, e confronto coi metodi ordinari di risonanza in serie.** (Proc. I. R. E., dicembre 1938, XXVI, 12, pag. 1466-1497, con 14 fig.).

Per le misure di piccole impedenze a radiofrequenza si adoperano frequentemente i metodi così detti a variazione di reattanza e di resistenza, che si basano sulla misura delle variazioni di corrente in un risonatore del tipo in serie conseguenti a variazioni note della reattanza o della resistenza del circuito. Duali dei precedenti sono i metodi a variazione di suscettanza e di conduttanza, che si basano sulla misura delle variazioni di tensione ai capi di un risonatore in parallelo per variazioni note della suscettanza o della conduttanza del circuito. Tali metodi si prestano dualmente alle misure di piccole ammettenze; di essi però soltanto quello a variazione di suscettanza viene impiegato, per la difficoltà di attuare campioni variabili di conduttanza a radiofrequenza.

L'autore, dopo aver messo in evidenza le corrispondenze esistenti tra i metodi di risonanza in serie e quelli di risonanza in parallelo, e tra le relazioni che legano la grandezza incognita alla grandezza di riferimento, passa ad esaminare le differenze che esistono tra i circuiti reali e i circuiti ideali, e considera le cause di errore e l'entità degli errori che ne derivano. Esamina quindi l'effetto dell'accoppiamento tra generatore e circuito di misura, e la possibilità di eliminare gli errori ad esso dovuti con metodi di sostituzione. Successivamente mette in luce gli errori introdotti dai parametri residui del condensatore campione, quando si effettuino le misure per variazioni di capacità, sia nei circuiti del tipo in serie, sia in quelli del tipo in parallelo. Tali errori derivano dal fatto che resistenza in serie e conduttanza di dispersione del condensatore campione introducono nel circuito rispettivamente una conduttanza e una resistenza in serie, variabili col valore della capacità.

Con esempi numerici si dimostra che, se non si eseguiscono opportune correzioni, l'errore nella variazione di reattanza può essere dell'ordine di alcuni per cento, mentre nelle misure di resistenze (o di angoli di perdita) l'errore normalmente raggiunge ed anche supera il 50 %. Si espone infine un metodo che consente di aumentare le precisioni nell'esecuzione delle misure, e si riportano i dati di misure a 1,5 MHz di resistenze speciali di 10 000 Ω e 300 Ω. Le misure, eseguite col metodo di variazioni di suscettanza, risultarono concordanti entro 0,1 ÷ 0,2 %

con quelle eseguite con corrente continua e corrette per tenere conto dell'effetto di pelle.

L'articolo è corredato di un'amplissima ed aggiornata bibliografia, di 138 voci, sui metodi di misura considerati e su quelli ad essi collegati.

L. P.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

M. G. CROSBY — **Comunicazioni con modulazione di fase.** (Proc. I. R. E., febbraio 1939, XXVII, 2, pag. 126-136, con 16 fig.).

Per modulare e demodulare la fase di un segnale si possono utilizzare i metodi della modulazione di frequenza, aggiungendo reti di correzione che variino la profondità di modulazione in funzione della frequenza di modulazione in modo da trasformare la modulazione di frequenza in quella di fase, oppure studiare dispositivi che direttamente eseguiscano la modulazione e la demodulazione richieste.

Volendo modulare direttamente la fase di un segnale si può ricorrere ad un modulatore bilanciato, applicando ai due tubi due segnali a radiofrequenza di fase diversa, oppure variare l'accordo di un circuito risonante inserito nel circuito anodico di un amplificatore di potenza. Tale variazione può essere ottenuta direttamente, ad esempio con un tubo funzionante da reattanza comandata nel modo usato per i comandi automatici di frequenza, o utilizzando le proprietà trasformatrici d'impedenza delle linee. Con tutti i sistemi il risultato è buono, se la profondità di modulazione è piccola; questa si può poi agevolmente aumentare durante la moltiplicazione di frequenza.

In ricezione la modulazione di fase può essere rivelata, sia dopo trasformazione in modulazione di frequenza, sia direttamente, ruotando la portante rispetto alle bande laterali, ciò che praticamente converte la modulazione di fase in modulazione di ampiezza, ovvero scindendo e rivelando separatamente le due bande laterali. La rotazione di fase si può ottenere con un filtro a quarzo sbilanciato, oppure separando la portante e riintroducendola poi con la voluta relazione di fase. La scissione delle bande laterali viene conseguita con filtri appropriati. In tutti questi sistemi si richiedono però, per un funzionamento corretto, l'esaltazione della portante ed un accurato comando automatico di frequenza.

L'esercizio di sistemi di comunicazione funzionanti con modulazione di fase ha confermato i seguenti punti già previsti dalla teoria:

a) Lo spettro di frequenza occupato dal trasmettitore non è praticamente più ampio di quello corrispondente alla modulazione in ampiezza; per frequenza di modulazione elevata la profondità è piccola e quindi è presente soltanto la prima banda laterale e non si ha la produzione di intense bande laterali di ordine elevato, quale si verifica con la modulazione di ampiezza quando la percentuale di modulazione supera il 100 %.

b) Il trasmettitore funziona a potenza costante, e quindi con una data apparecchiatura si può avere la portante quasi quattro volte maggiore in potenza rispetto al caso di modulazione di ampiezza.

c) Per il ricevitore si ha una maggiore complicazione e una grande tendenza alla microfonicità, che può essere combattuta soltanto con artifici speciali (generatore locale attuato con un oscillatore a quarzo combinato con un oscillatore regolabile a frequenza relativamente bassa). La protezione contro i parassiti è aumentata, ma tale aumento è legato esclusivamente al rinforzamento locale della portante e potrebbe quindi, con eguale risultato, essere anche ottenuto in un sistema funzionante con modulazione di ampiezza.

d) Le condizioni di propagazione sono praticamente identiche a quelle di un segnale modulato in ampiezza.

In conclusione, a parte il vantaggio di far lavorare il trasmettitore con potenza costante, sembra che il sistema di comunicazione con modulazione di fase si comporti in modo analogo a quello con modulazione di ampiezza.

G. C.

PIEZOELETTRICITÀ E MAGNETOSTRIZIONE.

R. GUENTHER — **Sull'attrito interno nei cristalli di quarzo.** (E. N. T., febbraio 1939, XVI, 2, pag. 53-62, con 18 fig.).

La resistenza del circuito oscillatorio equivalente ad una sbarra di quarzo di sezione rettangolare, molto lunga rispetto alle dimensioni trasversali, soggetta a vibrazioni piezoelettriche nel senso della lunghezza, è data, come è noto, dalla relazione:

$$R = \frac{\pi^2 \varrho}{8 e^2} \cdot \frac{q}{l \cdot b^2} \cdot R_i$$

ove ϱ è la densità del quarzo, e la costante piezoelettrica, l la lunghezza, b la larghezza, q la sezione retta della sbarra ed R_i la costante di attrito interno. Tale espressione vale quando si ammetta che l'attrito interno sia proporzionale alla velocità, il campo elettrico nell'interno della sbarra sia omogeneo e gli elettrodi si appoggino direttamente sul quarzo senza intercapedine di aria. Allora R_i dovrebbe essere una costante indipendente dalla velocità di deformazione elastica e quindi dalla frequenza di oscillazione.

Parrebbe cosa facile dedurre, dalla misura di R, il valore della costante R_i e stabilire se essa dipenda dalla direzione di vibrazione (cioè dall'angolo di taglio della sbarra) e se effettivamente sia indipendente dalla frequenza. Le determinazioni finora eseguite risultano tuttavia troppo diverse e contraddittorie, perchè certamente sono influenzate dall'effetto di smorzamento dell'aria e dei sostegni, cosicchè non è possibile trarne valori attendibili di R_i, e neppure stabilire se essa varii in funzione dei parametri citati.

Nel presente lavoro viene mostrato come si esegua il calcolo per le varie possibili direzioni di taglio, del modulo di elasticità e del modulo piezoelettrico: grandezze che poi servono a determinare le costanti del circuito oscillatorio equivalente e, in particolare, il fattore di proporzionalità tra R ed R_i. Si descrive poi, diffusamente, il circuito adottato per eseguire una serie sistematica di misure della resistenza equivalente di sbarre di quarzo aventi dimensioni, e quindi frequenza propria, differenti, e tagliate secondo orientazioni diverse rispetto agli assi cristallografici. Infine vengono esposte in modo assai particolareggiato le varie cautele adottate per avvicinarsi a condizioni di fatto prossime alle premesse teoriche dell'espressione sopra riferita e le correzioni apportate ai risultati delle misure per tener conto degli effetti perturbatori residui.

Dai risultati che si enunciano appare possibile concludere che R_i è quasi certamente indipendente sia dalla frequenza di oscillazione sia dalla direzione di taglio; non si può tuttavia attribuire a questa costante un valore esattamente definito, poichè si riscontrano notevoli variazioni a seconda della provenienza del materiale, e, per uno stesso campione, si riscontrano variazioni col tempo dell'ordine del 50 % del valore medio.

Alla luce dei risultati di queste misure e delle attuali conoscenze teoriche sulla natura dei cristalli, appare lecito concludere che l'attrito interno nei cristalli reali sia dovuto a irregolarità nella struttura cristallina e varii da cristallo a cristallo in relazione alle variazioni statistiche di tali irregolarità. Le modifiche che si osservano, col tempo, nello stesso campione, sono probabilmente dovute a movimenti termici. Si deve, infine, segnalare il fatto che l'attrito interno non pare uniformemente distribuito nel volume delle sbarre vibranti, ma dipende dalla estensione relativa della superficie dei campioni.

E. Cr.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

L. J. CHU e W. L. BARROW — **Onde elettromagnetiche in tubi metallici cavi di sezione rettangolare.** (Proc. I. R. E., dicembre 1938, XXVI, 12, pag. 1520-1555, con 24 fig.).

L'interesse allo studio della propagazione di onde elettromagnetiche nell'interno di tubi metallici cavi va sempre aumentando, man mano che si estendono le conoscenze sul comportamento di queste linee di nuovo tipo. Dopo i primi lavori, dedicati ai tubi con sezione circolare, ecco uno studio dei tubi con sezione rettangolare.

Come sempre, il primo passo si fa ammettendo che le pareti del tubo abbiano conduttività infinita. Per orientarsi nella letteratura, ormai abbastanza vasta, gli autori propongono una classificazione razionale di questi tipi speciali di onde, che essi chiamano « onde guidate in tubi cavi ». Tale classificazione si basa sulla possibilità fisica, già dimostrata,

di esistenza di onde aventi il campo magnetico, o il campo elettrico, diretto perpendicolarmente all'asse del tubo. Essi chiamano onde E quelle in cui il campo magnetico è perpendicolare all'asse del tubo e quindi il solo campo elettrico ha una componente non nulla nella direzione dell'asse stesso, e onde H quelle in cui il campo elettrico è perpendicolare all'asse del tubo e quindi il solo campo magnetico ha una componente non nulla nella direzione dell'asse stesso.

Nel caso di tubi rettangolari la distribuzione delle componenti del campo elettromagnetico nelle direzioni parallele ai lati della sezione

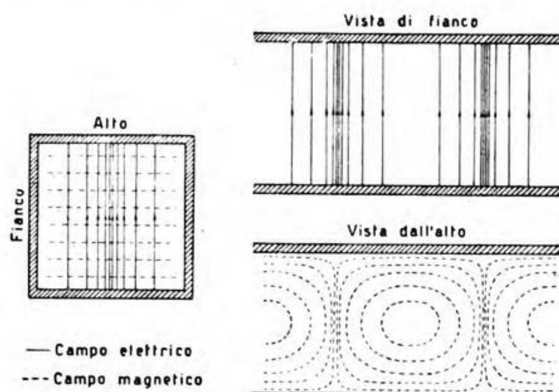


Fig. 1. — Configurazione dell'onda $H_{0,1}$.

risulta sinusoidale. È allora utile contraddistinguere ogni tipo di onda con due indici, ciascuno riferentesi ad una delle due direzioni indicate, il valore dei quali rappresenta il numero di semionde comprese nella detta distribuzione.

Il tipo di onda più semplice risulta quella $H_{0,1}$, in cui il campo elettrico è perpendicolare all'asse del tubo, parallelo ad uno dei lati, e mantiene intensità costante lungo ogni linea di flusso (fig. 1). In generale la configurazione del campo di un'onda $E_{n,m}$ o $H_{n,m}$ si può ottenere ripetendo m volte (con le necessarie inversioni di segno) quella del campo dell'onda fondamentale $E_{n,1}$ o $H_{n,1}$ rispettivamente. Le onde $E_{0,m}$ non sono fisicamente possibili.

Per ogni tipo di onda, e per un dato tubo, si trova esistere una frequenza critica, al di sotto della quale la propagazione non è possibile. Tale frequenza critica f_0 cresce con gli ordini n ed m ed è perciò minima per l'onda $H_{0,1}$, per la quale risulta $f_0 = \frac{1,5}{b} \cdot 10^{10}$ Hz, essendo b la larghezza del tubo nella direzione perpendicolare a quella del campo elettrico.

La velocità di fase di queste onde, quando il dielettrico nell'interno del tubo sia aria, è sempre superiore a quella corrispondente alla propagazione nello spazio libero. Analoga relazione si ha quindi per la lunghezza d'onda e i risultati sperimentali sono in ottimo accordo con quelli teorici, come è dimostrato in figura 2.

La propagazione delle onde $H_{0,1}$ si può anche rappresentare come dovuta alla propagazione di un'onda piana, la quale proceda a zig-zag, riflettendosi sulle pareti laterali del tubo, la direzione di propagazione essendo compresa in un piano parallelo all'asse del tubo e al campo elettrico. L'incidenza di tali onde piane sulle pareti del tubo è normale quando la frequenza coincide con quella critica, e diminuisce fino a incidenza radente per frequenza infinitamente grande. Per le onde di ordine più elevato è possibile una scomposizione analoga, naturalmente più complessa.

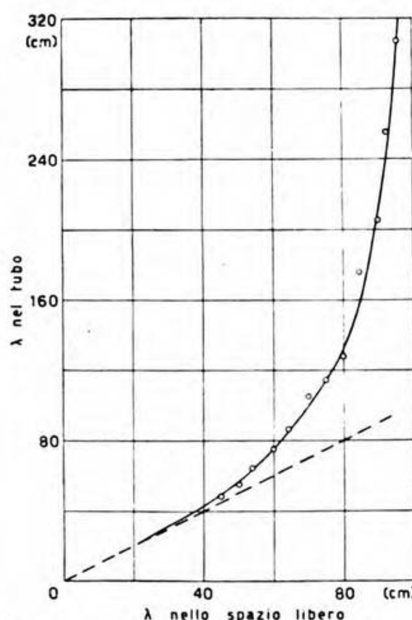


Fig. 2. — Relazione tra la lunghezza d'onda in un tubo rettangolare e nello spazio libero per l'onda $H_{0,1}$.

Sulla base di questa scomposizione viene calcolata l'attenuazione nel caso in cui le pareti del tubo abbiano conduttanza finita, supponendo che il campo nel dielettrico rimanga indeformato e che le sole modificazioni si verifichino nella legge di riflessione. L'attenuazione così calcolata raggiunge un minimo per una frequenza poco superiore a quella critica, oltre la quale essa è in ogni caso crescente con la frequenza. Soltanto per tubi infinitamente alti l'attenuazione delle onde $H_{n,m}$ diventerebbe decrescente con la frequenza, come avviene per le onde H_0 nei tubi circolari.

Confrontando i risultati qui raggiunti con quelli già noti, l'autore conclude che in un tubo circolare l'attenuazione è sempre minore di quella ottenibile in un tubo quadrato di ugual perimetro, e che quindi il primo è sempre preferibile al secondo per attuare una trasmissione a grande distanza.

La teoria è svolta nell'ipotesi di tubi infinitamente lunghi, ma l'esperienza dimostra la sua validità anche per tubi finiti, purchè di sufficiente lunghezza.

R. S.

W. SCHOLZ e L. EGERSDOERFER — **Influenza della troposfera sulla propagazione delle onde ultracorte.** (T. F. T., marzo 1939, XXVIII, 3, pag. 77-83, con 17 fig.).

Vengono comunicati i risultati di una serie di osservazioni sistematiche sulla propagazione di onde ultracorte (40 ÷ 46 MHz), eseguite in Germania per iniziativa dell'Istituto di Ricerche dell'Amministrazione delle Poste e dell'Ufficio Meteorologico del « Reich ».

Una prima serie di osservazioni è stata dedicata all'esame delle variazioni della intensità di campo a distanze superiori alla portata ottica del trasmettitore. Le variazioni di intensità crescono con l'aumentare della distanza, ma non sono mai accompagnate da fenomeni di evanescenza e di interferenza selettiva, cosicchè è da escludere la propagazione delle onde secondo tragitti differenti. Registrazioni simultanee relative a frequenze diverse, ma tra gli stessi estremi, presentano andamenti analoghi anche se le frequenze differiscono tra loro del 5 % e più. Non sono state riscontrate variazioni regolari della intensità del campo con l'ora del giorno o con le stagioni. Un'influenza marcata è esercitata invece dalle condizioni meteorologiche. In una seconda serie di prove si è voluta mettere in luce la dipendenza, teoricamente prevedibile, dell'intensità del campo alla ricezione dal gradiente di temperatura negli strati della troposfera attraversati dalle onde; i risultati delle misure, mentre dimostrano una soddisfacente concordanza tra la realtà e quello che i calcoli consentono di prevedere, mettono anche in luce l'influenza sensibile che lo stato termico dell'atmosfera esercita sulla ricezione delle onde ultracorte al di là della portata ottica.

E. Cr.

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

W. L. BARROW e F. D. LEWIS — **Cono elettromagnetico a settore.** (Proc. I. R. E., gennaio 1939, XXVII, 1, pag. 41-50, con 13 fig.).

W. L. BARROW e L. J. CHU — **Teoria del cono elettromagnetico.** (Proc. I. R. E., gennaio 1939, XXVII, 1, pag. 51-64, con 14 fig.).

Viene trattato, sia dal punto di vista teorico, sia da quello sperimentale, un problema di grande interesse pratico generale e di particolare importanza per l'atterraggio cieco degli aeromobili: quello cioè di un sistema radiante elettromagnetico di spiccate proprietà direttive, adatto all'irradiazione di un fascio di onde piano, di spessore molto limitato.

Tale sistema radiante (fig. 1), attuato con lamiera di ferro, è composto di un tubo a sezione rettangolare chiuso ad un'estremità e portante all'altra un cono a settore; l'insieme ha l'aspetto di una

specie di imbuto. Una piccola antenna è contenuta nel tubo rettangolare ed è alimentata da una linea coassiale.

Questo dispositivo si adatta ottimamente a dirigere un fascio di microonde. Così, ad esempio, con la disposizione di figura 1, mediante un'antenna verticale, si ha un'onda polarizzata nel piano verticale, il cui diagramma nel piano orizzontale dipende dall'angolo Φ_0 di apertura dei lati del cono (fig. 2).

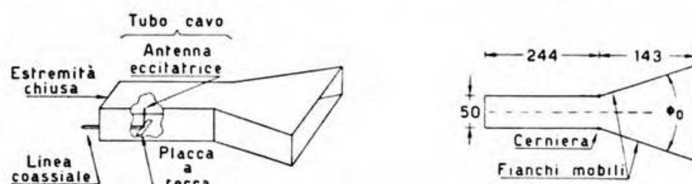


Fig. 1. — Cono elettromagnetico.
(Le quote sono indicate in centimetri).

Nel caso presente l'onda usata era di 50 cm. Si vede che gli angoli Φ_0 che dànno un diagramma di irradiazione orizzontale più ristretto sono quelli compresi fra 40° e 60°.

A prima vista si potrebbe pensare che il cono si comporti come un qualsiasi riflettore di tipo parabolico o di forma simile. Esaminandone più esattamente il funzionamento, si può constatare che la sua azione di concentramento delle onde è dovuta a un processo di guida, e non di riflessione. Il cono non ha un fuoco e ciò è molto importante perchè elimina il critico aggiustamento della posizione dell'antenna, necessario nei riflettori.

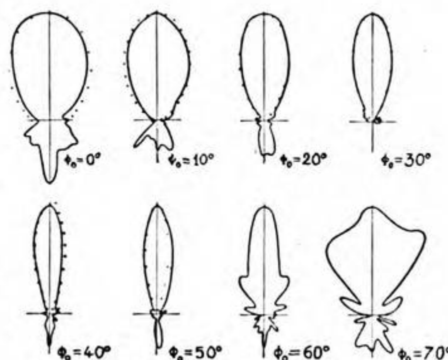


Fig. 2. — Diagrammi di campo rilevati in un piano orizzontale, per diversi angoli di apertura Φ_0 del cono di figura 1.

La figura 3 mostra come si possa utilizzare il cono per l'atterraggio cieco di aeroplani: due radiatori irradiano due fasci piani di onde della stessa frequenza, modulati con due diversi segnali. Questi fasci, stretti nel piano verticale e larghi in quello orizzontale, dànno con la loro linea d'intersezione la giusta direzione di atterraggio.

Nella seconda nota, viene esposta teoricamente la spiegazione del comportamento del cono. Con calcoli piuttosto laboriosi, partendo dalle equazioni di Maxwell, si arriva a conoscere il campo, prima all'interno

del cono, quindi anche all'esterno. I risultati più interessanti sono sintetizzati nel diagramma di figura 4, in cui è dato l'angolo del fascio

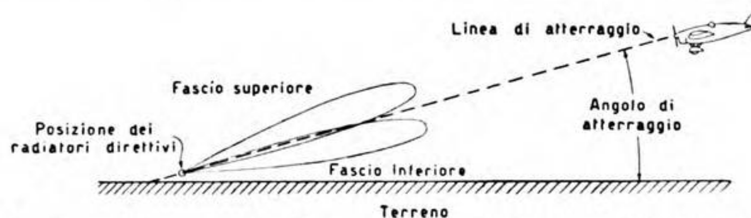


Fig. 3. — Fasci di onde guida per l'atterraggio cieco degli aeroplani.

irradiato in funzione dell'angolo di apertura del cono, per diversi valori del rapporto ϱ_1/λ; ϱ_1 è la lunghezza radiale del cono e λ la lunghezza d'onda.

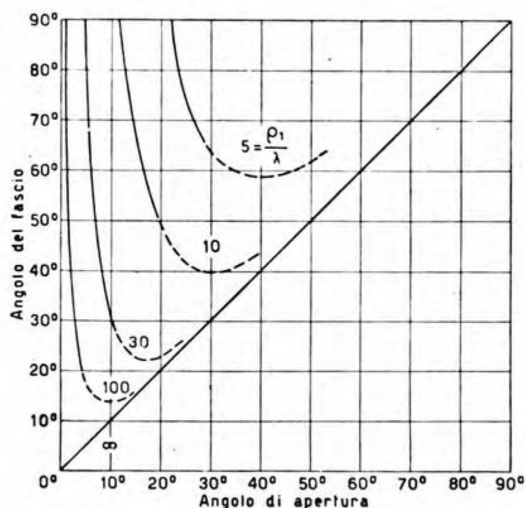


Fig. 4. — Curve teoriche dell'angolo del fascio in funzione dell'angolo di apertura Φ_0 per diversi valori del rapporto ϱ_1/λ fra la lunghezza radiale del cono e la lunghezza d'onda.

Come si vede, sono giustificati teoricamente i risultati sperimentali della prima nota, ed è dato anche un metodo pratico per calcolare un cono per qualsiasi lunghezza d'onda.

La perfetta concordanza fra le conclusioni teoriche e sperimentali, le espressioni quantitative ed i dati per il progetto di tali riflettori accrescono l'interesse dei due articoli.

E. V.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

H. A. Chinn — **Progetto di sistemi a frequenze acustiche per le radio-trasmissioni.** (Proc. I. R. E., febbraio 1939, XXVII, 2, pag. 83-87, con 2 fig.).

Si descrivono i sistemi a frequenza acustica attualmente adottati nei moderni studi di radiodiffusione, dandone i requisiti d'impiego e di funzionamento, assieme alle caratteristiche di fedeltà; si riporta pure, a titolo d'esempio, lo schema tipico di uno di codesti impianti.

Il progetto di un tale complesso comporta anzitutto lo studio dei diversi circuiti componenti e quindi quello del sistema utilizzante l'insieme di essi; quest'ultimo, a sua volta, comprende il progetto degli auditori, dei dispositivi di controllo, delle apparecchiature speciali e dei sistemi di trasmissione ad audiofrequenze.

Per assicurare una radiotrasmissione perfetta, occorrono accorgimenti e disposizioni, che consentano:

a) di regolare facilmente e senza scapito di qualità l'amplificazione della tensione d'uscita dei microfoni;

b) di combinare e convogliare in un solo cavo di trasmissione, elementi di programma provenienti da sorgenti diverse, allo scopo di ottenere quegli effetti di mescolamento e di evanescenza sonora, che contribuiscono, durante l'esecuzione e nei passaggi da un'esecuzione ad un'altra, alla continuità della trasmissione stessa;

c) di regolare la potenza d'uscita, senza alterare l'equilibrio ottenuto con le precedenti operazioni di mescolamento;

d) di controllare in più punti tutto il sistema di trasmissione, mediante opportuni apparecchi elettrici ed acustici, quali indicatori di volume ed altoparlanti;

e) di offrire, sia ai tecnici sia agli esecutori, la possibilità di comunicare durante le prove e di ascoltare il programma che viene trasmesso subito prima del loro, allo scopo di regolare opportunamente il momento d'inizio dell'esecuzione.

I requisiti di costruzione sono invece fissati in conseguenza di tre fattori:

a) perfezione degli apparecchi radioriceventi in commercio;

b) sensibilità dell'orecchio umano nel rivelare i difetti di fedeltà;

c) aspetti economici del problema.

Vengono riportate alcune norme di funzionamento suggerite dalla pratica, relative alle caratteristiche di risposta e di distorsione alle diverse frequenze, ai rapporti fra i vari livelli sonori, i rumori di fondo, e così via.

Viene poi descritto tutto un complesso comprendente l'insieme dei circuiti di trasmissione e le apparecchiature speciali adatte ad assicurare all'impianto i requisiti di funzionamento dianzi accennati. Vi sono indicati anche tutti gli strumenti di controllo necessari, e riportate norme relative alla loro precisa ubicazione ed utilizzazione.

A. C.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

J. T. O'LEARY, E. C. BLESSING e J. W. BEYER — **Sistema telefonico perfezionato a tre canali.** (Bell S. T. J., gennaio 1939, XVIII, 1, pag. 49-75, con 19 fig.).

La grande diffusione in America delle linee telefoniche aeree ha condotto ad ulteriori perfezionamenti nei sistemi a frequenza portante. In particolare è stato perfezionato il così detto sistema C, che, come è noto, è un sistema a corrente portante con tre canali.

Un notevole miglioramento nei riguardi della diafonia ha permesso di ridurre il numero di frequenze portanti impiegate nei circuiti per le conversazioni in una direzione e nella direzione opposta. Invece di tredici frequenze, una volta usate per evitare interferenze, se ne usano attualmente sei sole. Inoltre si trasmette soltanto la banda laterale superiore per i tre canali a frequenza più bassa, e la banda laterale inferiore per i canali a frequenza più elevata. La diminuzione del numero di frequenze portanti ha permesso di ridurre notevolmente il numero dei filtri necessari, con grande vantaggio economico.

I circuiti di modulazione, amplificazione e demodulazione sono diffusamente descritti. La modulazione e la demodulazione dei segnali vengono effettuate per mezzo di raddrizzatori ad ossido di rame. È stato adottato un tipo di amplificatore a regolazione automatica, in cui il comando della regolazione avviene mediante un organo meccanico azionato da un relè a bobina mobile, per mezzo di un segnale pilota. L'amplificazione è mantenuta costante nei limiti di $\pm$ 5 dB del valore fissato. Gli amplificatori sono tutti provvisti di controreazione.

Le caratteristiche di attenuazione e di livello in linea dimostrano gli ottimi risultati del sistema.

T. L.

F. J. SCUDDER e J. N. REYNOLDS — **Relè a sbarre per telefonia automatica.** (Bell S. T. J., gennaio 1939, XVIII, 1, pag. 76-118, con 20 fig.).

Nuovi tipi di relè sono stati studiati in America per ridurre il numero di organi necessari nelle centrali automatiche. Essi sono montati su telai a elementi incrociati, formati da due sistemi di sbarre. Le sbarre verticali fisse portano un doppio ordine di contatti, normalmente aperti; le sbarre orizzontali mobili sono dotate di organi di contatto flessibili. Alla chiamata un sistema di magneti fa compiere alle sbarre orizzontali una rotazione, che permette ai singoli organi di contatto di toccare successivamente i contatti delle sbarre verticali. La sbarra verticale prescelta impegna l'organo mobile di contatto, mentre la sbarra orizzontale ritorna al suo posto, dato che l'organo di contatto è flessibile.

Anche per l'organo di accumulazione del segnale trasmesso e per i relè ausiliari di conversazione e chiamata sono stati studiati due nuovi

tipi di relè ad àncora fissa e armatura mobile, che permettono di azionare contemporaneamente un gran numero di contatti.

Il sistema che adotta questi elementi, e che viene minutamente descritto, ha interessanti caratteristiche di funzionamento: essenzialmente una grande rapidità e flessibilità, oltre alla possibilità di seguire successivamente due vie diverse allorchè una via risulta impegnata da altre conversazioni.

Il sistema a sbarre può sostituirsi gradualmente ai sistemi a passo a passo finora usati: ciò ne facilita l'adozione presso le normali centrali.

T. L.

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

R. B. SCHANCK, F. A. COWAN e S. I. CORY — **Recente sviluppo nelle misure di trasmissione telegrafica.** (Bell S. T. J., gennaio 1939, XVIII, 1, pag. 143-189, con 31 fig.).

La diffusione delle telescriventi ha impegnato il Gruppo Bell nella ricerca di apparecchi adatti ad un rapido esame dei segnali ricevuti.

L'apparecchio principale consta essenzialmente di un voltmetro, che indica la tensione di un condensatore caricato a corrente costante per mezzo di un relè inserito nella linea. La misura della carica del condensatore permette di rendersi conto delle distorsioni che subisce il segnale lungo la linea.

Per avvertire quando la distorsione dei segnali tende a far mancare il sincronismo, è stato creato un apparecchio del tipo a registrazione su zona, fondato su di un principio analogo al precedente.

Vengono descritti apparecchi per la emissione di segnali campione, apparecchiature automatiche per misure di trasmissione e dispositivi per il controllo del servizio telegrafico.

T. L.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

M. VON ARDENNE — **Metodi e dispositivi di " accumulazione ,, nella ricezione televisiva.** (T. F. T., novembre 1938, XXVII, fascicolo speciale, pag. 518-524, con 13 fig.).

La soluzione di parecchi problemi della ricezione televisiva, specialmente nel caso in cui le immagini ricevute debbano essere proiettate su schermi di dimensioni considerevoli, verrebbe indubbiamente facilitata dalla adozione di metodi di « accumulazione » in certo modo analoghi a quelli da tempo adoperati negli apparati trasmittenti (iconoscopi).

Il principio dell'accumulazione consiste nel rendere permanente, per tutta la durata di una immagine, la modifica introdotta dal fascio elettronico del tubo ricevente a raggi catodici, nei punti dello schermo da esso successivamente colpiti. Nei tubi ordinari tale modifica sopravvive di solito al passaggio del fascio per un intervallo di tempo assai più

breve. Se, per esempio, il fascio elettronico, colpendo un adatto schermo, ne facesse variare punto per punto la trasparenza, ovvero il potere riflettente, per una durata esattamente uguale all'intervallo di successione delle immagini, lo schermo potrebbe essere usato a guisa di diapositiva in un adatto apparecchio di proiezione. La luminosità dell'immagine dipenderebbe allora soltanto dalla intensità della sorgente del proiettore e non dalle caratteristiche intrinseche del tubo a raggi catodici. La frequenza di esplorazione verticale delle immagini potrebbe così essere notevolmente ridotta rispetto ai valori attualmente usati, senza alcun aumento dell'effetto di tremolio.

Tale concetto potrebbe, ad esempio, essere attuato mediante schermi costituiti da un mosaico di elementi metallici formanti capacità rispetto ad un elettrodo piano, continuo, dal quale essi fossero separati da un tenue strato dielettrico. Un elemento del mosaico, colpito dal fascio elettronico costituito da elettroni ad elevata velocità e in numero proporzionale alla intensità istantanea del segnale visivo, diviene sede di emissione secondaria. In corrispondenza di esso si stabilisce un elevato gradiente di potenziale. L'elemento deve essere scaricato al più tardi possibile, ma, in ogni caso, prima che esso venga nuovamente toccato dal fascio esploratore. La scarica può essere ottenuta mediante un secondo fascio di elettroni, a piccola velocità, che, precedendo il fascio esploratore principale, riporta allo stato neutro i vari elementi del mosaico. Il problema è allora ridotto a tradurre in effetto ottico la distribuzione di gradiente elettrostatico creata dal fascio esploratore.

Lo schermo, in pratica, può essere costituito, anzichè da elementi metallici, da un cristallo continuo, trasparente, non conduttivo, dotato di una spiccata proprietà elettro-ottica (doppia rifrazione, variazione di doppia rifrazione, rotazione del piano di polarizzazione) nel senso del campo elettrostatico. La faccia posteriore del cristallo viene ricoperta di un sottile strato conduttivo trasparente. L'emissione secondaria può aver sede sia nello strato cristallino, sia in uno strato emissivo ausiliario, isolante, disteso sulla faccia anteriore del cristallo. (Un materiale che si presta ad una costruzione del genere è il solfuro di zinco cristallino che, insieme con una bassa costante dielettrica, possiede un marcato effetto Kerr). Lo schermo così preparato viene introdotto sul percorso dei raggi luminosi del proiettore tra due filtri di polarizzazione incrociati. Si può anche rendere speculare l'elettrodo posteriore dello schermo in modo che i raggi luminosi vengano da esso riflessi ed attraversino così due volte lo strato otticamente attivo.

L'esplorazione e la cancellazione possono essere eseguite con tubi a doppio fascio elettronico; ovvero anche con tubi a semplice fascio, nei quali la cancellazione viene eseguita durante il ritorno a zero. Il tubo deve essere munito di una rete di filo sottile, in prossimità dello schermo, la quale non introduca sensibili aberrazioni elettro-ottiche e serva a sottrarre il fascio dall'azione dei campi elettrostatici esistenti nelle vicinanze dello schermo. L'autore ritiene che i lavori intrapresi per attuare

sistemi riceventi utilizzanti il principio di accumulazione possano essere considerati di già sulla via di una soddisfacente soluzione pratica.

E. Cr.

TUBI ELETTRONICI.

H. IAMS — **Fucile elettronico a fuoco fisso per tubi a raggi catodici.** (Proc. I. R. E., febbraio 1939, XXVII, 2, pag. 103-105, con 4 fig.).

Dopo di aver ricordato come ha luogo la messa a fuoco del fascetto elettronico sullo schermo degli attuali tubi a raggi catodici, contenenti almeno due anodi il primo dei quali funziona da lente elettrostatica concentratrice, e dopo di aver rilevato che una variazione della tensione del secondo anodo richiede un riaggiustamento della messa a fuoco, si

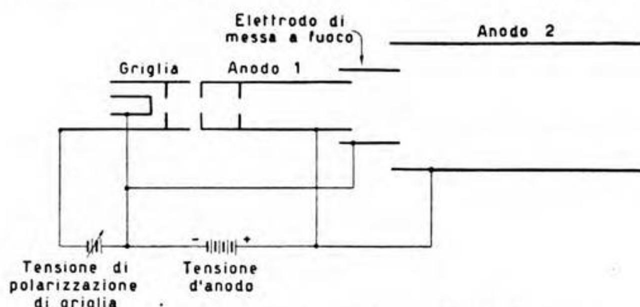


Fig. 1. — Fucile elettronico a fuoco fisso.

propone un nuovo sistema di costruzione che rende tale messa a fuoco costante durante il funzionamento.

Il sistema è illustrato in figura 1: da essa risulta che l'anodo 1 è mantenuto allo stesso potenziale dell'anodo 2. Il giusto campo di messa a fuoco al variare della tensione dell'anodo 2, viene ottenuto automaticamente mediante un opportuno dimensionamento delle aperture dell'anodo 1 e della griglia, e con l'introduzione dopo il primo anodo di un nuovo elettrodo cilindrico mantenuto allo stesso potenziale del catodo. Con tale tubo l'autore ha osservato che il diametro della macchia catodica è praticamente indipendente dal valore della tensione anodica.

G. Ga.

VIBRAZIONI MECCANICHE.

M. TESSAROTTO — **Generatori di oscillazioni e vibrazioni meccaniche: fondamenti teorici, applicazioni e costruzione.** (Ingegnere, marzo 1939, XIII, 3, pag. 218-224, con 25 fig.).

Lo studio delle sollecitazioni dinamiche provocate nelle strutture da campi di forze oscillatorie e vibratorie ha conferito grande importanza

ai sistemi di generazione artificiale delle oscillazioni e vibrazioni meccaniche. A tale scopo sono state già da tempo ideate e costruite, in forme diverse, basate però sullo stesso principio, varie macchine cui l'autore dà il nome di « oscillodine » e « vibrodine ».

Si accenna ai molteplici usi cui le oscillodine e le vibrodine sono destinate, cominciando, per una data struttura in esame, dal rilevamento della curva di risonanza. Da questa si deducono immediatamente la pulsazione di risonanza e, nel caso di sistemi semplici, il rapporto fra il parametro di rigidità k (assiale, flessionale, torsionale od a scorrimento, a seconda dei casi) e la massa m o il momento d'inerzia J. Infatti per i sistemi semplici ad un sol grado di libertà si ha:

$$\omega^2 = \frac{k}{m}, \quad \text{oppure} \quad \omega^2 = \frac{k}{J},$$

a seconda che si tratti di escursioni rettilinee od angolari. Dalle relazioni scritte si deduce poi k, ove sia possibile determinare m o J. Si esamina quindi la possibilità di variare il valore della frequenza fondamentale propria di una struttura, quando la si trovi prossima a quella di un campo di forze periodiche a cui dovrà essere sottoposta in esercizio. Un'ultima serie di applicazioni consiste nell'utilizzare il campo di forze prodotto da una vibrodina per produrre lavoro utile (macchine martellatrici, costipatrici del terreno e così via) o per creare un campo antagonista rispetto ad uno oscillatorio nocivo (motori a combustione interna, compressori alternativi e simili).

Segue la descrizione dei principali tipi di generatori di vibrazioni meccaniche, cominciando dai più semplici, nei quali si utilizzano i campi di forze centrifughe generati da due masse eccentriche identiche, ciascuna rotante intorno ad un asse fisso, alla stessa velocità angolare, ma in versi opposti fra loro. La forza centrifuga risultante può rappresentarsi mediante un vettore alternativo, di ampiezza doppia di quella dei componenti e di direzione normale alla congiungente gli assi di rotazione. Mediante numerosi disegni costruttivi si illustrano altri tipi di macchine più complesse, mettendo in evidenza soprattutto gli artifici che hanno consentito di eliminare l'influsso nocivo delle masse eccentriche sull'accoppiamento delle ruote dentate e sui cuscini portanti.

In ultimo si descrive una vibrodina di grande intensità, progettata e fatta costruire dall'autore con l'impiego di quattro masse eccentriche orientabili secondo direzioni opportune, cosicchè ne risultino una direzione ed un'ampiezza variabile per la forza centrifuga risultante.

C. E.

CRONACA TECNICA

MISURE.

Incaricato dal Comitato Internazionale di Pesi e Misure di stabilire i **rapporti fra le unità internazionali attuali e le unità assolute,** di cui si è decisa l'adozione dal 1º gennaio 1940 (1), il Comitato Consultivo di Elettricità, riunito a Sèvres il 6 giugno, non essendo ancora in grado di dare questi rapporti con la precisione che si era inizialmente sperata, ha constatato, in base ai risultati finora acquisiti, che i valori più probabili sono:

1 ohm internazionale medio = 1,00049 ohm assoluti
1 ampere internazionale medio = 0,9999 ampere assoluti.

Si può ritenere che il valore indicato per l'ohm sia approssimato a ± 2 centomillesimi, e quello dell'ampere a 1 o 2 diecimillesimi.

Arrotondati alla quarta cifra decimale, questi valori dànno per le tre unità principali:

1 ohm internazionale medio = 1,0005 ohm assoluti
1 ampere internazionale medio = 0,9999 ampere assoluti
1 volt internazionale medio = 1,0004 volt assoluti.

In conclusione sono questi ultimi i valori che il Comitato Consultivo raccomanda al Comitato Internazionale di Pesi e Misure di adottare.

L. L.

***

Delle **misure di intensità di campo con complessi installati su automobili,** e in particolare della distorsione del campo a radiofrequenza, che si verifica per la vicinanza del veicolo stesso, trattano, nel numero di gennaio 1939 dei *Proc. I. R. E.*, J. H. Dewitt Jr. e A. C. Omberg.

Le misure furono fatte con tre tipi diversi di automobili, entro un volume di $6 \times 6 \times 4{,}5$ m^3, alle frequenze di 650, 1210 e 1470 kHz, corrispondenti a quelle di tre stazioni emittenti situate in località diverse, che producevano nel luogo delle misure, rispettivamente, campi di 130, 12 e 40 mV/m.

(1) L'Elettrot., 1936, XXIII, p. 66.

I risultati concordano con le previsioni che si possono fare assumendo le dimensioni del veicolo piccole di fronte alla lunghezza d'onda e attribuendo le distorsioni al campo secondario generato dalle correnti indotte nelle parti metalliche dal campo incidente. L'errore è stato trovato indipendente dalla frequenza fra i 650 e 1470 kHz e più grande quando il veicolo è diretto parallelamente alla direzione della sorgente, di quando è diretto normalmente.

Con l'uso di due pinne metalliche, poste ai lati del telaio ricevente sul tetto dell'automobile, gli autori riescono ad annullare praticamente questo effetto direttivo e a fare in modo che l'errore corrisponda al 10 % per qualsiasi orientazione del veicolo rispetto alla sorgente.

G. Pr.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

T. R. Gilliland, S. S. Kirby, N. Smith e S. E. Reymer, nel numero di novembre 1938 dei *Proc. I. R. E.*, raccolgono in quattordici grafici i **valori massimi di frequenza utilizzabili per radiotrasmissioni con onda spaziale** determinati dal giugno 1933 al dicembre 1937.

I dati relativi ad ogni anno sono riportati, in funzione della distanza di trasmissione, in tre grafici, riferentisi al periodo equinoziale (marzo), al periodo estivo (giugno) e al periodo invernale (dicembre). Ogni grafico comprende sette curve corrispondenti a diverse ore del giorno.

Accompagnano i risultati un'illustrazione del modo di utilizzarli e un brevissimo cenno sul procedimento seguito per ricavarli in base a misure ionosferiche compiute con incidenza verticale. Secondo gli autori i grafici sono utilizzabili, data la loro uniformità, anche a scopo di previsione.

R. S.

TUBI ELETTRONICI.

Nel fascicolo di novembre 1938 dei *Proc. I. R. E.*, J. J. Vormer tratta del **progetto del filamento per tubi trasmittenti di grande potenza,** tenendo presente il costo del tubo, la sua vita e la potenza spesa nel filamento per una data intensità di emissione. Basandosi su elementi piuttosto incerti per quanto riguarda la determinazione della vita dei catodi di tungsteno a riscaldamento diretto, e con qualche ulteriore approssimazione, si può giungere a determinare il valore ottimo del diametro del filamento che conduce ad un minimo costo di esercizio.

Confronti dei risultati ottenuti con i dati di costruzioni esistenti in commercio portano alla conclusione che sarebbe conveniente un leggero aumento nel diametro dei filamenti, sia per ridurre il costo d'esercizio, sia per allungare la vita. Sembra quindi che risulterebbe interessante avviare ricerche pratiche in questo senso.

R. S.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Il Duce all' Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris. — Nella prima delle sue recenti giornate torinesi, nel pomeriggio del 14 maggio, il Duce ha visitato l'I. E. N. È significativo il fatto che, immediatamente dopo la minuta e acuta rassegna, passata ad ogni padiglione della rinnovata mostra « Torino e l'Autarchia », Egli abbia voluto, quasi a complemento di quella, esaminare gl'impianti e le attrezzature ed informarsi attentamente dei lavori in corso in codesto istituto di ricerca.

Costituitosi per ordine suo dopo la visita dell'ottobre 1932-X, esso ha, nei poco più di tre anni che lo separano dall'inaugurazione del 29 settembre 1935-XIII (1), sviluppato e moltiplicato l'attività nei tre settori didattico scientifico tecnico. Ed ha così potuto mostrare la prova dello sforzo compiuto per assolvere degnamente i còmpiti assegnatigli.

Ricevuto dal Presidente dell'I. E. N., S. E. Giancarlo Vallauri, e da un gruppo di appartenenti al Consiglio d'Amministrazione, il Duce — che era accompagnato da membri del Governo e dalle più alte autorità cittadine — ha percorso nell'Istituto un itinerario, lungo il quale gli si sono presentate attrezzature in opera e ricerche in corso.

Dal Reparto Comunicazioni, nelle cui Sezioni Radiotecnica e Telefonia hanno attratto la sua particolare attenzione apparecchi costruiti in Italia con risultati non meno buoni di analoghi stranieri; al Reparto Materiali, ove sono in atto studi sistematici per affiancare la produzione nazionale di ferromagnetici e di isolanti. Dal Reparto Illuminazione, che segue con prove tecniche e scientifiche l'industria delle lampadine e risponde con la sua attrezzatura modernissima a richieste di misure ardue nel campo della fotometria, riservate fino ad ora a pochi istituti esteri particolarmente progrediti; alle gallerie per le macchine del Reparto Elettromeccanica, ospitanti gruppi di motori e di generatori nonchè di metadinamo, frutto di ritrovati e di lavoro italiani.

La Sezione Elettroacustica, negli ambienti costruiti a bella posta e protetti da ogni disturbo con sottili accorgimenti, ha mostrato al Duce

(1) A. F., 1934, III, p. 650; 1936, V, p. 60.

e al suo sèguito le installazioni per le prove acustiche sui materiali, e qualch'esempio di trasformazione elettrica e quindi « visione » di suoni e di rumori. La Sala di Alta Tensione ha offerto lo spettacolo di esperimenti a mezzo milione di volt. La Biblioteca esponeva, oltre alle raccolte in continuo sviluppo, le iniziative per la documentazione; e l'Ufficio Pubblicazioni, i frutti dell'attività di stampa dell'Istituto nonchè la serie cospicua dei periodici che giungono dall'interno e dall'estero, come oggetto di scambio, con risparmio e vantaggio dell'economia nazionale.

Al termine della visita, davanti al personale dell'I. E. N. raccolto nell'auditorio, il Presidente ha pronunciato il seguente discorso:

« Duce, il 24 ottobre dell'anno X Voi veniste in questa medesima sala. L'edificio era incompiuto, vuoto, abbandonato. Una nobile iniziativa privata aveva dovuto arrestarsi di fronte a sopravvenute insormontabili difficoltà. Voi ordinaste in quel giorno che l'iniziativa fosse ripresa, trasformata ed allargata fino a dar vita al maggiore fra gl'istituti italiani di studio e di ricerca.

« Del 4 ottobre XII è la legge costitutiva e il 29 settembre XIII un membro del Governo inaugurava qui per Vostro ordine, nel nome augusto del Re, alla vigilia della conquista dell'Impero, l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

« Lo sviluppo della nostra attività segna un crescendo continuo nei suoi tre settori: insegnamento, scienza, tecnica.

« L'Istituto è anzi tutto scuola e, come tale, fa parte del glorioso Politecnico subalpino.

« V'è chi sostiene la convenienza di una separazione fra università ed istituto di ricerca. Io sono convinto che la separazione riuscirebbe dannosa ad ambedue.

« Qualche centinaio di giovani passa ogni anno per le nostre aule e per i nostri laboratori e fruisce di possibilità e di mezzi di studio, che pur ieri erano considerati privilegio esclusivo di pochi enti stranieri. È necessario che schiere sempre più folte di giovani preferiscano, ad altri studi più agevoli, i duri studi dell'ingegneria, perchè l'Italia imperiale ha urgente bisogno, lo constatiamo ogni giorno, di un molto maggior numero di provetti costruttori.

« L'Istituto è sede di operosità scientifica. Solo il culto disinteressato della scienza può illuminare e guidare durevolmente l'opera didattica ed il lavoro tecnico. L'una e l'altro perdono ben presto ogni forza propulsiva e si svuotano e diventano sterili, se l'indagine scientifica non li anima.

« Ma la somma più grande del nostro appassionato lavoro è destinata alla tecnica, alla lotta per la conquista dell'indipendenza economica.

« Noi conosciamo bene il settore delle industrie che si imperniano sull'elettricità: dalla produzione dell'energia alla costruzione dei macchinari e degli apparecchi, dalla telefonia alla radio. Dopo l'agricoltura e dopo i grandi servizi statali è questo il complesso di gran lunga più

vasto e poderoso fra tutti ed ha una parte preponderante nell'economia nazionale. Attraverso la consulenza tecnica che scrupolosamente prestiamo al Consiglio delle Ricerche e per esso allo Stato, ben valutiamo il peso del tributo che ancora si paga all'estero, non solo per materiali, ma anche per idee, cioè per licenze di brevetti, per uso di progetti e disegni.

« Questo è il campo della lotta: è qui che noi ci sforziamo di segnare ogni giorno una nuova vittoria, fino a giungere, come vogliamo e dob-



Il Duce esce dall'I. E. N. dopo la visita del 14 maggio 1939-XVII.

biamo, perchè nel campo dell'elettrotecnica ciò non è affatto impossibile, ad essere noi assai più esportatori che importatori e di prodotti e di idee.

« Già nuove macchine, nuovi congegni, nuovi apparecchi di misura sono usciti dai nostri laboratori e si affermano in Italia e fuori. La strada da percorrere è lunga e difficile. Dobbiamo lottare con i colossi, intorno a cui, sul mercato internazionale, gravita e si concentra tutta l'industria elettrica. Essi sono pochi e, in un certo senso, costituiscono vere potenze mondiali. Di fronte ad essi le nostre ditte, anche perchè disgraziatamente troppo numerose, riescono per ora a mala pena a difendersi nel campo trincerato del mercato interno, e non completamente, e non senza strappi alla loro indipendenza.

« Nessuna di codeste industrie potrebbe pensare di dotarsi per conto

proprio di un istituto di ricerca, qual'è e quale sarà l'Istituto che lo Stato ha creato per il loro e per il comune vantaggio, nuova affermazione della dottrina corporativa.

« Le richieste di collaborazione, che ogni giorno ci pervengono dalla industria, già soverchiano le possibilità dei nostri mezzi di lavoro. Noi ci sforziamo di moltiplicarli, ma ve n'è uno, il più importante, che non può essere forgiato se non gradualmente: gli uomini. La schiera si accresce di sempre nuove reclute; ma il nostro mestiere è duro, esso richiede vocazione ed abnegazione. Noi lavoriamo tutti uniti, animati da un medesimo ideale, e se per un verso potremmo forse paragonarci ad una comunità religiosa, mi è più spontaneo pensarci come lo stato maggiore e l'equipaggio di una nave da guerra, lanciata a compiere un'ardua e bella missione.

« Se ci teniamo pronti, quando la Patria chiami, a tornare sotto le bandiere e ad essere di nuovo anche formalmente soldati, soldati tuttavia ci sentiamo nella nostra opera quotidiana, che è tutta impegnata in una vitale battaglia per il bene comune.

« Il fatto che Voi, Duce, abbiate dato vita a questo Istituto e ne abbiate fissato i còmpiti, è il nostro assiduo incitamento. Il fatto che Voi oggi abbiate voluto visitarlo, è il nostro premio ».

Il Duce ha risposto dicendo di essere molto lieto di avere veduto, dopo sette anni, questo Istituto, del quale ha parlato diverse volte col camerata Vallauri e che Egli considera una gloria della nostra Patria. Vi sono difficoltà da vincere; saranno vinte col nostro coraggio e col nostro ingegno. Il Duce segue con particolare simpatia gli studi che nell'Istituto si compiono: prima di tutto perchè essi sono severi; sono studi che esigono un'applicazione sistematica di tutte le facoltà mentali; in secondo luogo perchè da questi studi può risultare — e risulterà certo — una maggiore potenza della Nazione.

Il saluto al Duce, ordinato da S. E. Vallauri, ha posto fine al rapporto. Dopo aver firmato l'albo d'onore, il Capo del Governo ha lasciato l'Istituto.

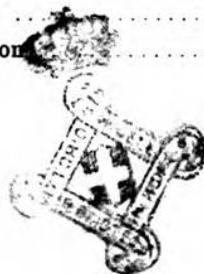
P. L.

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

ALTA FREQUENZA

CONTENTS



Vol. VIII - N. 6 Giugno 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

Vol. VIII - N. 7 (PUBBLICAZIONE MENSILE) Luglio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA



SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Milano (2/2) - Via San Paolo, N. 10

A.F. VIII-7 LUG. 1939

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

VOL. VIII | LUGLIO 1939-XVII | N. 7

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Résumés en langue française

English summaries

Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. VIII Luglio 1939-XVII N. 7

ALTA FREQUENZA



Wattmetro a tubi elettronici.

Più volte in passato si è avuta occasione di mettere in rilievo di quale prezioso ausilio siano i tubi elettronici nel campo delle misure elettriche, purchè ci si ricordi sempre di non lasciarsi trascinare da entusiasmi eccessivi e di non trascurare le difficoltà di attuazione e gli inconvenienti inevitabili che non di rado limitano sensibilmente le possibilità di applicazione di questi sistemi.

Presentiamo ora lo studio, dovuto all'ingegnere VALLESE, di un dispositivo a tubi elettronici per la misura di potenze molto piccole nel campo delle frequenze acustiche. Il soggetto non ha speciale carattere di novità ed è stato più volte considerato nella letteratura tecnica di questi ultimi anni, ma il lavoro sembra particolarmente meritevole di attenzione per la pazienza e l'accuratezza con cui è stato condotto.

Dote preziosa, per chi compia una ricerca, è una giusta proporzione di entusiasmo e di ponderatezza: entusiasmo, per superare i punti critici dell'indagine, le difficoltà che immancabilmente si presentano, anche nei lavori apparentemente più semplici; ponderatezza, per non lasciarsi trascinare ad un ottimismo men che obbiettivo dai primi risultati favorevoli, per non accontentarsi di questi, ma proseguire invece con metodo nelle prove, allo scopo di eliminare, in modo sicuro per quanto è possibile, tutte le incertezze, tutte le eventuali cause di errore.

Il lettore ritroverà nello scritto del Vallese le prove del lodevole sforzo per mantenere un tale equilibrio, e ne avrà la conferma nel sereno giudizio, espresso in conclusione, sulle possibilità del dispositivo sperimentato.

Teleidografia.

Data da poco più di una decina di anni l'inaugurazione delle prime linee di trasmissione elettrica delle immagini, ma se oggigiorno si osserva una carta di tali collegamenti — che uniscono fra loro città, nazioni,

continenti — si vede come codesto mezzo di comunicazione abbia assunto una diffusione veramente notevole.

La trasmissione elettrica delle immagini è proprio uno di quegli argomenti, che si prestano molto bene a dimostrare, come lo sviluppo di certe questioni non sia strettamente legato a qualche nome particolare od a qualche invenzione o scoperta decisiva, ma come esso risulti piuttosto dalla collaborazione di studiosi diversi, soprattutto quasi naturale conseguenza dell'alto grado di perfezione raggiunto in speciali campi della tecnica.

È bensì vero — come fa rilevare l'ingegnere KAMENAROVIC nella sua monografia sulla trasmissione elettrica delle immagini — che i primi passi di questa tecnica sono legati al nome dell'abate Caselli, il quale, or sono quasi novant'anni, progettò ed attuò un impianto per codesto scopo, ma è pur vero che, risolto il problema nelle sue linee fondamentali, si è giunti soltanto in anni molto recenti ad attuazioni pratiche economicamente soddisfacenti e dotate di un grado di perfezione e sicurezza, quale è commercialmente indispensabile. E ciò, soprattutto perchè nel medesimo tempo la tecnica delle correnti deboli ha compiuto progressi immensi, che pur volti originariamente ad altri scopi, si sono prestati in modo assai efficace anche allo sviluppo della trasmissione delle immagini. Basta ricordare i tubi elettronici e le cellule fotoelettriche.

L'interessamento del pubblico, che le prime apparecchiature telefotografiche suscitarono vivissimo in tutto il mondo, e le discussioni sui primi esperimenti e sui primi risultati, si sono andati man mano affievolendo — con un processo non nuovo nella storia dei ritrovati tecnici — a misura che il sistema si perfezionava, ed è ancor molto se oggi, per esempio, attratti dalla quasi contemporaneità tra un avvenimento e la riproduzione fotografica di esso sui giornali, interpretiamo nel suo giusto valore la piccola scritta in un angolo della figura: « telefoto ».

Il problema si può dire ormai risolto, ma la varietà delle soluzioni a cui si è arrivati, varietà non tanto di principi informatori, quanto di particolari tecnici di attuazione, mostra chiaramente che la trasmissione elettrica delle immagini è ancora suscettibile di progressi notevoli.

LA REDAZIONE.

PROVE SU DI UN WATTMETRO ELETTRONICO

LUCIO VALLESE

Ricordati brevemente i vari tipi di wattmetri elettronici, si esamina il funzionamento di uno di essi, che è basato sulle proprietà dei tubi a due griglie di comando, dal punto di vista delle condizioni di massima sensibilità e di minimo errore; le conclusioni teoriche concordano con i risultati sperimentali.

Si riportano lo schema del dispositivo, la curva di taratura e i risultati delle indagini eseguite sull'effetto di variazioni della frequenza, del fattore di potenza e delle tensioni di alimentazione e di accensione sulle indicazioni del wattmetro. Alcuni grafici riassumono i risultati di misure della potenza assorbita a vuoto, con tensione costante e frequenza variabile, da un trasformatore di modulazione.



1. - Generalità.

Fra i vari metodi di misura della potenza elettrica, quelli basati sull'uso di tubi elettronici, di fronte all'inconveniente di una maggiore difficoltà di attuazione, qualora si cerchi una discreta precisione di misura, hanno il vantaggio di poter essere applicati per un esteso campo di valori della frequenza e del fattore di potenza.

Il principio informativo dei wattmetri elettronici è di eseguire la misura riconducendola al prodotto di due tensioni; a tale proposito può essere interessante ricordare che il principio informativo dei wattmetri elettrodinamici è di ricondursi al prodotto di due correnti.

Volendo esaminare brevemente i vari dispositivi finora studiati, se ne può fare una classificazione generale in base al metodo, diretto o indiretto, con cui in ciascuno di essi è ottenuta una grandezza proporzionale al prodotto della tensione e della corrente del circuito di carico: fra i metodi indiretti è quello del Mallet, fra i metodi diretti quello del Neri e quello del Pierce.

Lo schema di principio del wattmetro del Mallet [1] è indicato in

---

[1] H. M. TURNER e F. T. McNAMARA: Wattmetro, voltmetro e fasometro a tubi elettronici - Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 1743.
E. MALLET: Un wattmetro elettronico - J I. E. E., 1933, LXXIII, p. 295.

figura 1; esso consiste in due triodi alimentati in parallelo, che si fanno funzionare in tratti parabolici uguali delle rispettive caratteristiche

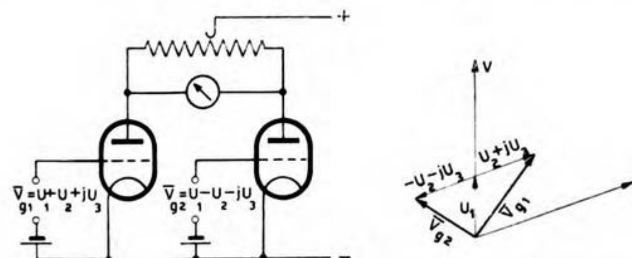


Fig. 1. — Schema di principio del wattmetro del Mallet.

statiche. Quando si applichino alle loro griglie di comando le tensioni alternative (espresse in notazioni simboliche):

$$\overline{V}_{g1} = a\overline{V} + b\overline{I} = U_1 + U_2 + jU_3$$
$$\overline{V}_{g2} = a\overline{V} - b\overline{I} = U_1 - U_2 - jU_3 ,$$

i valori medi delle componenti alternative delle correnti anodiche risultano proporzionali rispettivamente ai quadrati dei moduli dei vettori

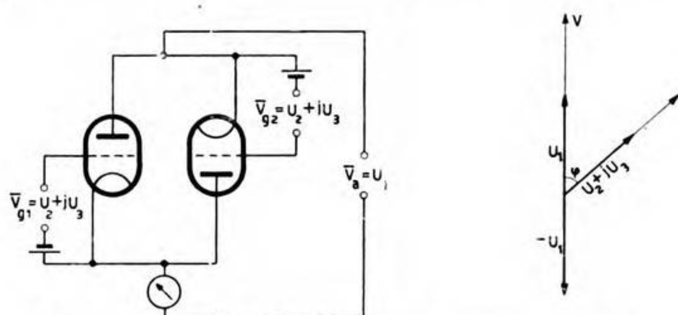


Fig. 2. — Schema di principio del wattmetro del Neri.

$\overline{V}_{g1}$ e $\overline{V}_{g2}$; cioè ad $(U_1 + U_2)^2 + U_3^2$ e ad $(U_1 - U_2)^2 + U_3^2$; il galvanometro a lettura differenziale dà, quindi, un'indicazione proporzionale al prodotto $U_1 U_2$, cioè alla potenza $VI \cos\varphi$ che transita nella sezione considerata del circuito di carico.

Nel wattmetro del Neri (²), invece, sono utilizzati due triodi accoppiati nel modo indicato in figura 2; le tensioni di placca e di griglia sono

(²) F. Neri: Su alcune proprietà e possibilità di un circuito a triodi - L'Elettrot., 1934, XXI, p. 58.

entrambe alternative sinoidali e rispettivamente in fase con la tensione e con la corrente del circuito di carico. In notazioni simboliche si ha:

$$\overline{V}_a = U_1\,, \quad \overline{V}_{g1} = \overline{V}_{g2} = U_2 + jU_3\,.$$

Facendo lavorare i due tubi in tratti parabolici uguali delle rispettive caratteristiche, i valori medi delle componenti alternative delle correnti anodiche risultano rispettivamente proporzionali ai quadrati dei moduli dei vettori:

$$U_1 + \mu\,(U_2 + jU_3) \quad \text{e}$$
$$-\,U_1 + \mu\,(U_2 + jU_3)\,,$$

tenuto presente che le relazioni di fase fra le tensioni di placca e di griglia nei due tubi sono opposte. Il galvanometro attraversato dalla corrente totale, che è la differenza delle due sopra considerate, dà in conseguenza un'indicazione proporzionale al prodotto $U_1\,U_2$.

Infine nel wattmetro del Pierce ([3]) si utilizzano le proprietà dei tubi a due griglie di comando. Questi hanno una caratteristica $I_a = f\,(V_{g1},\ V_{g3})$ esprimibile, con sufficiente approssimazione per un intervallo abbastanza limitato dei valori di V_{g1} e V_{g3}, come funzione biquadratica:

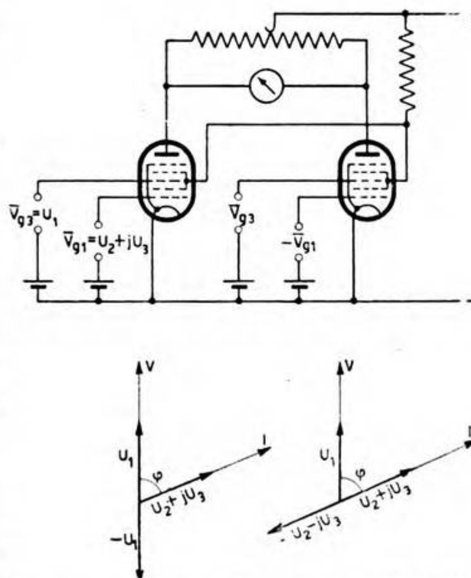


Fig. 3. — Schema di principio del wattmetro del Pierce.

$$I_a = (aV_{g1}^2 + bV_{g1} + c)\,(a'V_{g3}^2 + b'V_{g3} + c')\,,$$

la quale si può giustificare considerando i tubi mescolatori alla stregua di triodi con conduttanza mutua variabile. Se si applicano alle due griglie di comando due tensioni alternative sinoidali in fase rispettivamente con la tensione e con la corrente del circuito di carico, come ad esempio:

$$\overline{V}_{g1} = U_1\,, \qquad \overline{V}_{g3} = U_2 + jU_3\,,$$

([3]) J. R. PIERCE: Proposta di un wattmetro basato sull'uso di tubi a molti elettrodi - Proc. I. R. E., 1936, XXIV, p. 577.
R. J. WEY: Un wattmetro termoionico - W. E., 1937, XIV, p. 490.

la corrente anodica subisce variazioni il cui valor medio è dato da una espressione del tipo:

$$K_1\, U_1^2 + K_2\,(U_2^2 + U_3^2) + K_3\, U_1^2\,(U_2^2 + U_3^2) + K_4\, U_1\, U_2\,.$$

Con il dispositivo rappresentato in figura 3, in cui si adoperano due tubi di caratteristiche identiche, comandati con tensioni uguali per due griglie corrispondenti ed opposte per le altre due, si ottiene nella lettura al galvanometro un'indicazione proporzionale al prodotto $U_1\, U_2$.

2. - Esame del funzionamento di un wattmetro a eptodi.

È stato studiato il funzionamento pratico di un wattmetro basato sull'ultimo metodo descritto.

Le caratteristiche statiche (I_a, V_{g1}) di un tubo 6L7G, rilevate per

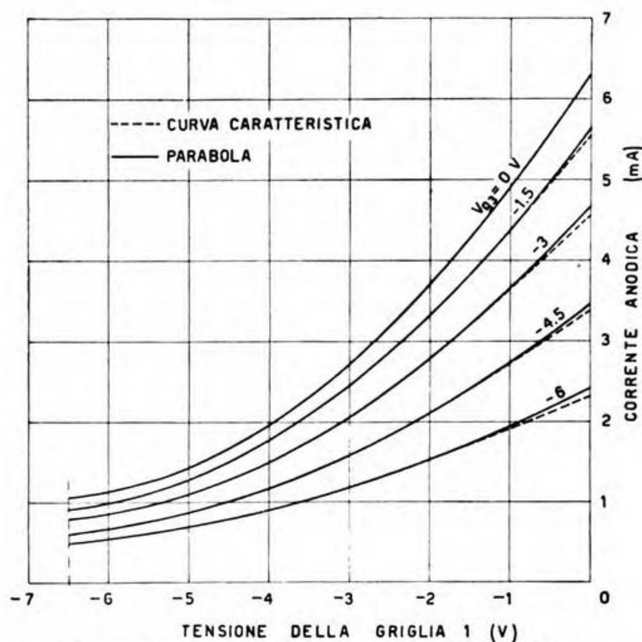


Fig. 4. — Curve caratteristiche del tubo 6L7G, per $V_{0a} = +\,210$ V, $V_{0g2,4} = +\,60$ V.

tensione anodica di + 210 V e per tensioni di schermo comprese fra + 60 e + 100 V, per diversi valori della tensione di polarizzazione della griglia $g3$ costituiscono una famiglia di curve (fig. 4) che, nel campo di funzionamento interessato (V_{g1}, $V_{g2} = -\,1{,}0 \div -\,5{,}0$ V), si confondono con grandissima approssimazione con parabole conassiche coi

vertici di ascissa — V_v e ordinate $I_v = f\,(V_{g3})$. L'equazione di una delle curve della famiglia, riferita agli assi $(I_a\,,\ V_{g1})$, è dunque:

$$I_a = \frac{(V_v + V_{g1})^2}{2\,p} + I_v\ ; \qquad [1]$$

i valori di p e di I_v possono essere dedotti in vari modi dalle proprietà geometriche della parabola.

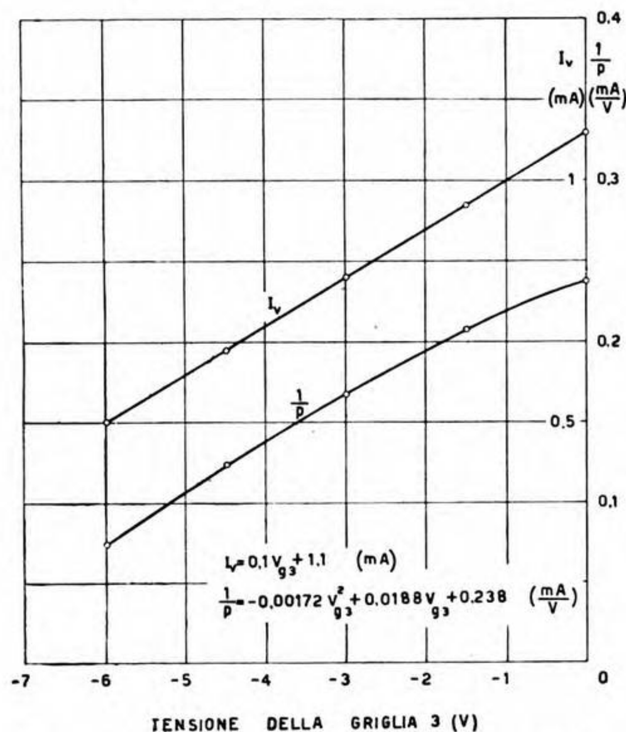


Fig. 5. — Grafici delle funzioni $I_v = f\,(V_{g3})$ e $\frac{1}{p} = f\,(V_{g3})$.

Per verificare l'approssimazione con cui le caratteristiche rilevate sperimentalmente si confondono con parabole, nel tratto considerato, e anche per evitare gli errori in cui si può incorrere nella valutazione di tangenti e normali per la determinazione dei valori delle coordinate dei vertici e dei parametri p, si è preferito derivare graficamente le curve, ottenendo rette di equazione:

$$I_a' = \frac{V_v + V_{g1}}{p}\ ,$$

la cui inclinazione sull'asse delle ascisse è $I_a'' = \frac{1}{p}$. In figura 5 sono riportati i valori delle ordinate I_v e dei parametri p, rilevati per tensione di schermo $V_s = +60$ V, in funzione delle varie tensioni V_{g3} della griglia $g3$; le espressioni analitiche di queste funzioni sono in generale del tipo:

$$I_v = h_1 V_{g3} + h_2 \tag{2}$$

$$\frac{1}{p} = -K_1 V_{g3}^2 + K_2 V_{g3} + K_3 . \tag{3}$$

Se ora, per effetto delle tensioni alternative v_{g1} e v_{g3} applicate alle griglie, consideriamo il punto di lavoro che si sposta sulle caratteristiche del tubo, le grandezze V_{g1} e V_{g3} delle precedenti relazioni divengono funzioni del tempo, secondo le seguenti espressioni:

$$V_{0g1} + v_{g1} = V_{0g1} + V_{Mg1} \cos \omega t$$
$$V_{0g3} + v_{g3} = V_{0g3} + V_{Mg3} \cos (\omega t + \varphi) ,$$

ove V_{0g1} e V_{0g3} sono i potenziali di polarizzazione base delle due griglie $g1$ e $g3$ rispettivamente; allora anche la I_v diviene funzione del tempo, come risulta dalla [2], e l'espressione analitica del valore istantaneo i_a della corrente anodica, in virtù della [1], sostituendo a p il valore dato dalla [3], diviene:

$$\begin{aligned} i_a &= (av_{g1}^2 + bv_{g1} + c)(a'v_{g3}^2 + b'v_{g3} + c') + h_1 v_{g3} + h_1 V_{0g3} + h_2 = \\ &= aa'v_{g1}^2 v_{g3}^2 + ab'v_{g1}^2 v_{g3} + ac'v_{g1}^2 + \\ &+ ba'v_{g1} v_{g3}^2 + bb'v_{g1} v_{g3} + bc'v_{g1} + \\ &+ ca'v_{g3}^2 + (cb' + h_1) v_{g3} + cc' + h_1 V_{0g3} + h_2 , \end{aligned}$$

nella quale si è posto:

$$a = 1 , \qquad a' = -\frac{1}{2} K_1 ,$$

$$b = 2 (V_v + V_{0g1}) , \qquad b' = \frac{1}{2} K_2 - K_1 V_{0g3} ,$$

$$c = V_v^2 + 2 V_v V_{0g1} + V_{0g1}^2 , \qquad c' = \frac{1}{2} (-K_1 V_{0g3}^2 + K_2 V_{0g3} + K_3) .$$

In figura 6 è riportato lo schema di principio del wattmetro. Il microamperometro dà un'indicazione differenziale che, in condizioni di eguaglianza delle caratteristiche dei due tubi, sarebbe:

$$I_A = \frac{1}{T} \int_0^T (i_{a1} - i_{a2})\, dt = \frac{2}{T} \int_0^T [ab'v_{g1}^2 v_{g3} + bb'v_{g1} v_{g3} + (cb' + h_1) v_{g3}]\, dt =$$
$$= bb' V_{Mg1} V_{Mg3} \cos \varphi .$$

In realtà, a motivo della diversità nelle caratteristiche dei due tubi, l'indicazione resterà affetta da un errore percentuale che, se si indicano con η_1, η_2, η_3 tre numeri molto minori dell'unità e dipendenti dalla scelta della coppia di tubi, si può esprimere nella forma:

$$\frac{\eta_1 aa' \int_0^T v_{g1}^2 v_{g3}^2 \, dt + \eta_2 ac' \int_0^T v_{g1}^2 \, dt + \eta_3 ca' \int_0^T v_{g3}^2 \, dt}{bb' \int_0^T v_{g1} v_{g3} \, dt} \cdot 100 .$$

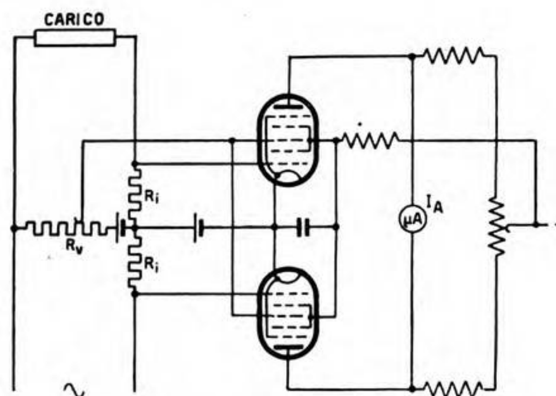


Fig. 6. — Schema del wattmetro studiato.

Conviene quindi rendere, da un lato, più grande possibile il prodotto bb' e, dall'altro, più piccoli possibile i coefficienti aa', ac', ca'. Per quanto riguarda la prima condizione, poichè si ha:

$$bb' = (V_v + V_{0g1})\,(K_2 - 2\,K_1\,V_{0g3}) ,$$

occorre che la tensione di polarizzazione V_{0g1} abbia un valore assoluto il più piccolo possibile (tale valore è limitato in pratica dal fatto che con la sovrapposizione della tensione alternativa non si deve raggiungere il potenziale di — 0,5 V per il quale si ha il passaggio di corrente nella griglia $g1$); d'altra parte occorre che la tensione di polarizzazione V_{0g3} abbia un valore assoluto il più grande possibile (anche questo valore è limitato dalla necessità di mantenersi nel campo di funzionamento in cui le caratteristiche statiche sono assimilabili a parabole). Le prove, eseguite sperimentalmente applicando alle due griglie due tensioni sinoidali con frequenza di 50 Hz, ampiezza di 0,7 V e fase relativa variabile fra 0° e 90° (ottenute mediante un variatore di fase) e rilevando le caratteristiche $I_A = f(\cos\varphi)$, concordano nel mostrare che, fra tutte le combinazioni dei valori — 1,5, — 3, — 4,5 V delle tensioni di polarizzazione

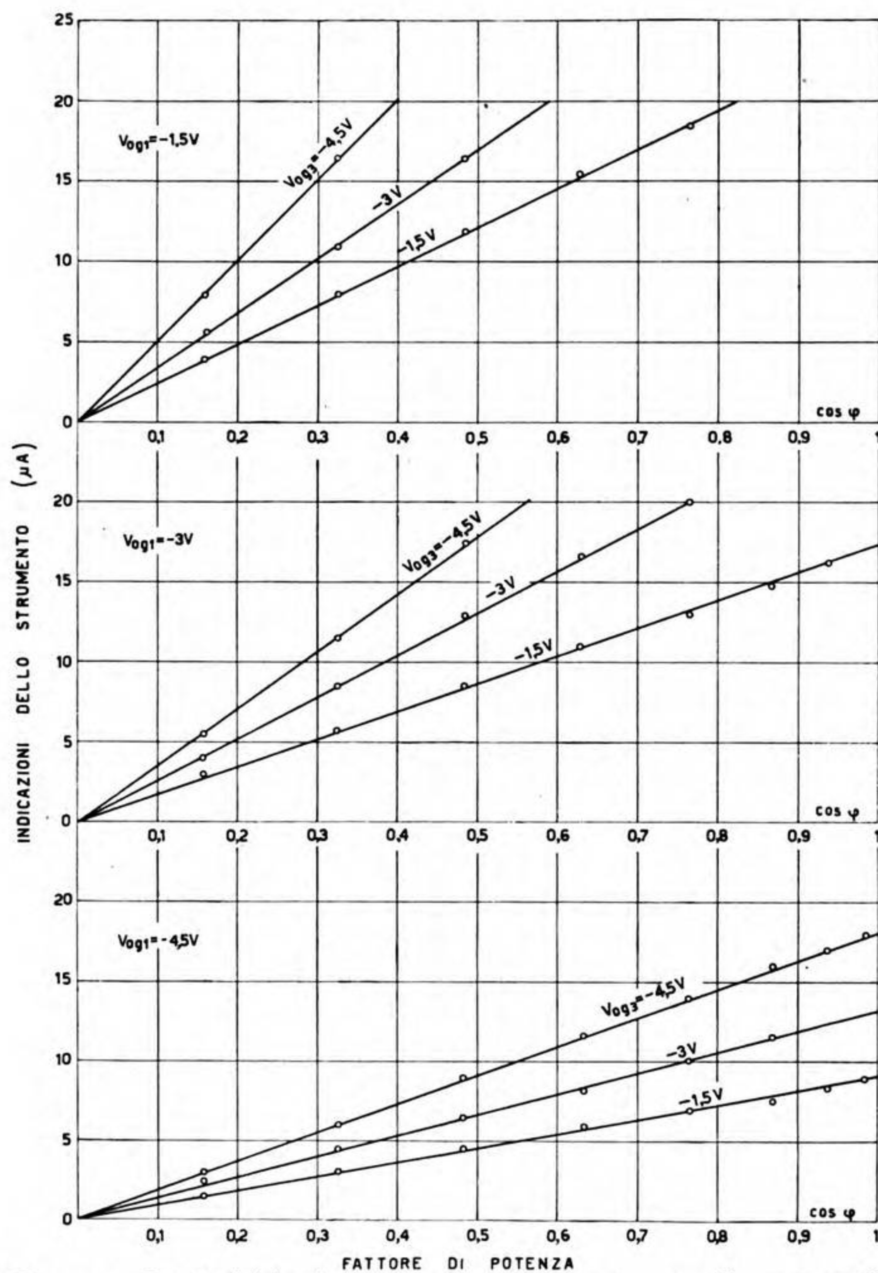


Fig. 7. — Caratteristiche $I_A = f$ (cos φ) del wattmetro, per $V_{ca} = +$ 210 V, $V_{cg2,4} = +$ 60 V, $V_{g1} = V_{g3} =$ 0,5 V e per vari valori delle tensioni di polarizzazione V_{0g1} e V_{0g3}.

V_{0g1} e V_{0g3}, quella che consente sensibilità massima è $V_{0g1} = -1{,}5$ V, $V_{0g3} = -4{,}5$ V. Tali prove sono state eseguite per tensione anodica $V_{0a} = +210$ V e tensioni di griglia schermo $V_{0g2,4} = +40$, $+60$, $+80$, $+100$ V; a titolo di esempio si riportano in figura 7 i grafici delle prove eseguite con $V_{0a} = +210$ V, $V_{0g2,4} = +60$ V.

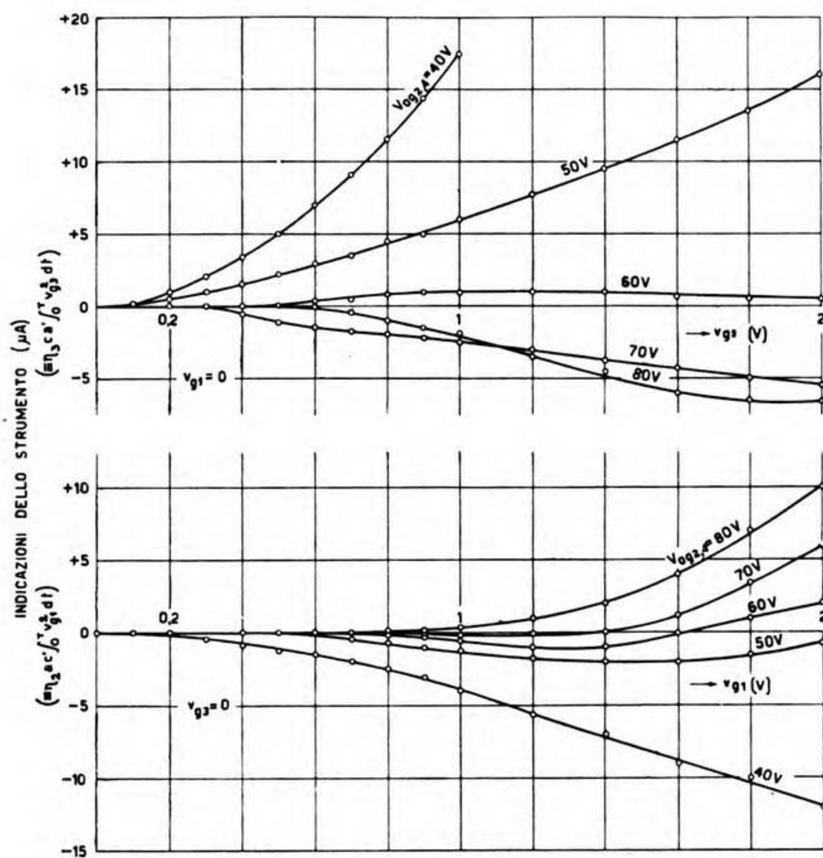


Fig. 8. — Deviazioni dello strumento dovute ad effetto raddrizzante: $V_{0a} = +210$ V, $V_{0g2,4} = +60$ V.

La condizione di minimo dei coefficienti *aa'*, *ac'* e *ca'* si è ricercata dando un valore opportuno al parametro tensione di schermo. Se si applica ad una delle due griglie di comando una tensione alternativa sinoidale di ampiezza crescente, tenendo contemporaneamente l'altra tensione di griglia costante sul valore di polarizzazione, le deviazioni

presentate dallo strumento in corrispondenza sono rispettivamente proporzionali a:

$$\eta_2 ac' \int_0^T v_{g1}^2 \, dt \quad \text{e} \quad \eta_3 ca' \int_0^T v_{g3}^2 \, dt \, .$$

I grafici riportati in figura 8 e corrispondenti a diversi valori della tensione di schermo, indicano chiaramente che le condizioni migliori di funzionamento si hanno per $V_{0g2,4} = +60$ V e V_{0g1}, V_{0g3} non maggiori in valore assoluto di 0,5 V. Quanto al termine $\eta_1 aa' \int_0^T v_{g1}^2 \, v_{g3}^2 \, dt$, che compare accanto ai precedenti nell'espressione dell'errore, è stato verificato, mediante l'interpretazione analitica delle caratteristiche statiche rilevate per $V_{0a} = +210$ V e $V_{0g2,4} = +60$ V (fig. 4), che esso dà un errore molto inferiore a quello degli altri due. Infatti risulta:

$$ac' = \frac{1}{2} \left(-0{,}0017 \cdot 20{,}25 - 0{,}019 \cdot 4{,}5 + 0{,}24\right) = +0{,}05 \text{ mA/V}^2$$

$$ca' = -\frac{0{,}0017}{2} \left(2{,}25 - 2 \cdot 6{,}5 \cdot 1{,}5 + 42{,}25\right) = -0{,}02 \text{ mA/V}^2$$

$$aa' = -0{,}00086 \text{ mA/V}^4$$

$$bb' = +0{,}17 \text{ mA/V}^2 \, .$$

L'ordine di grandezza degli errori percentuali che ci si deve attendere dall'uso di un solo tubo (in tal caso si compenserebbe la componente continua della corrente nello strumento indicatore con un dispositivo a ponte di resistenze), supponendo nelle condizioni più sfavorevoli $V_{Mg1} = V_{Mg3} = 0{,}7$ V e $\varphi = 0$, è dunque:

$$100 \left(\frac{aa'}{bb'} V_{Mg1}^2 + \frac{ac'}{bb'} + \frac{ca'}{bb'} \right) =$$

$$= 100 \left(-\frac{0{,}00086}{0{,}17} \, 0{,}49 + \frac{0{,}05}{0{,}17} - \frac{0{,}02}{0{,}17} \right) = 17 \, \% \, .$$

La scelta di una conveniente coppia di tubi permetterà, invece, di ridurre questo errore di una quantità notevole (teoricamente fino a zero).

L'errore totale della misura si può distinguere in due parti: la prima, dipendente dallo strumento indicatore, dalla stabilità della taratura, dalla lettura, e via di seguito; la seconda, insita nella misura, dipendente dalla diversità delle caratteristiche dei due tubi e dal fatto che la grandezza indicata dal wattmetro è effettivamente:

$$V_{g1} \, V_{g3} \cos \varphi =$$

$$= (V + R_i \, I \cos \varphi) \, I \cos \varphi + (V + R_i \, I \cos \varphi) \left(1 + \frac{V}{R_v}\right) I \cos \varphi =$$

$$= 2 \, P + 2 \, R_i \, I^2 \cos^2 \varphi + \frac{R_i}{R_v} \, P \cos \varphi \, .$$

Anche per il wattmetro elettronico si presentano dunque la necessità di una correzione voltometrica, di valore relativo $\frac{1}{2}\frac{R_i}{R_v}\cos\varphi$, che però può divenire praticamente trascurabile quando si dia alla R_v un valore sufficientemente elevato, e la necessità di una correzione amperometrica, di valore relativo $\frac{R_i\, I \cos\varphi}{V}$, che in alcune circostanze può essere rilevante.

Si è considerato finora il caso di tensioni sinoidali; se per altro ci si trovasse in presenza di armoniche di vario ordine, lo strumento misurerebbe una potenza somma di quelle corrispondenti alle singole armoniche, perchè il valor medio del prodotto $v_{g1}\, v_{g3}$ è nullo quando v_{g1} e v_{g3} hanno frequenze diverse. È da notare che l'errore intrinseco della misura corrispondente a ciascuna di queste potenze componenti, e che ha in ogni caso espressione analoga a quella già vista, ha grandezza indipendente dalla frequenza, e praticamente anche dall'ampiezza delle v_g e v_{g3}.

3. - Attuazione pratica del wattmetro e risultati sperimentali.

Il dispositivo studiato è stato praticamente attuato secondo lo schema riportato in figura 9. In serie alle griglie di comando si sono poste resi-

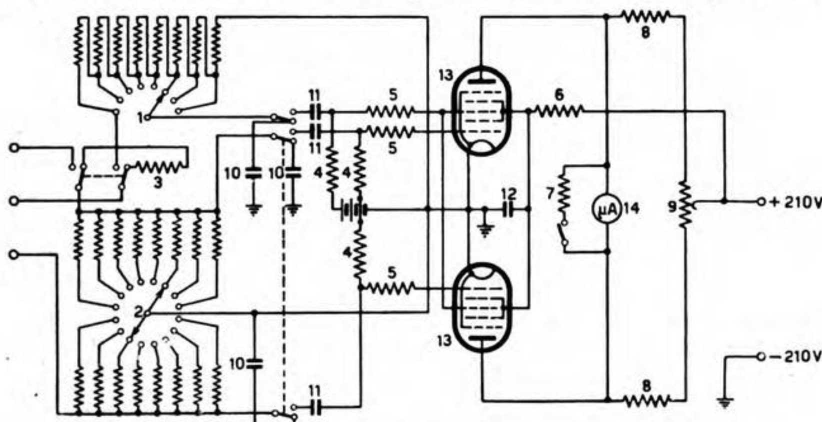


Fig. 9. — Schema completo del wattmetro elettronico.

1 - Partitore voltometrico con resistenza complessiva di 500 000 Ω.
2 - Commutatore a 8 vie per i circuiti amperometrici, con resistenze di 2 × 0,1, 2 × 0,5, 2 × 1,0, 2 × 5, 2 × 10, 2 × 50, 2 × 100, 2 × 500 Ω.
3 - Resistenza di 10 000 Ω.
4 - Resistenza di 3 MΩ.
5 - Resistenza di 30 Ω.
6 - Resistenza di 12 000 Ω.
7 - Resistenza di 200 Ω.
8 - Resistenza di 20 000 Ω.
9 - Resistenza di 5 0 0 Ω.
10 - Condensatore di 0,01 μF.
11 - Condensatore di 0,1 μF.
12 - Condensatore di 1 μF.
13 - Tubo 6L7G.
14 - Microamperometro da 30 μA.

stenze di piccolo valore (30 Ω) per impedire l'innesco di oscillazioni parassite di frequenza altissima; queste, nello schema sperimentale attuato, erano risultate di circa 75 MHz. I circuiti d'ingresso sono a resistenza e capacità per permettere la misura anche in presenza di corrente continua nel circuito di carico; la loro costante di tempo, che determina il tempo in cui l'indice dello strumento raggiunge la posi-

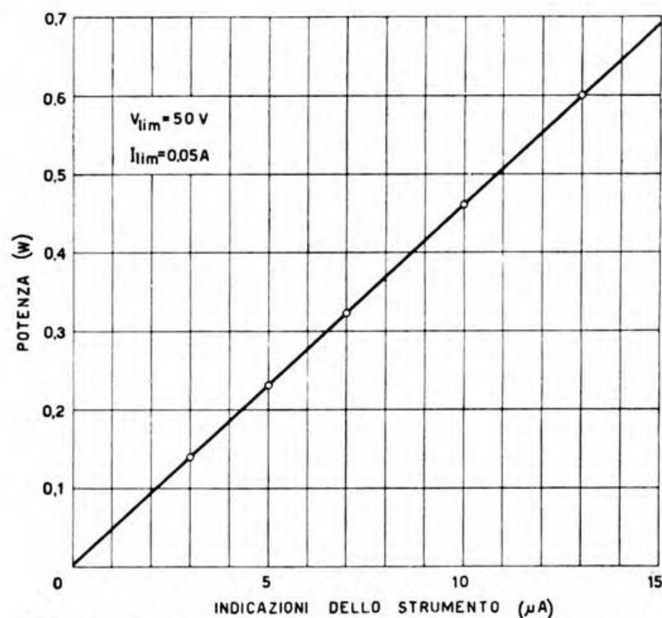


Fig. 10. — Curva di taratura del wattmetro elettronico.

zione finale, è dell'ordine di 0,5 secondi. Lo strumento indicatore è un microamperometro da 30 μA con resistenza interna di 2000 Ω; esso è derivato su una resistenza di 45 000 Ω.

Il wattmetro è fornito di due commutatori per permettere la misura in corrispondenza di vari valori della V e della I del circuito di carico; ogni posizione di essi corrisponde a un dato limite superiore dei valori di V e di I rispettivamente, per il quale si ha una tensione alternativa di griglia di 0,5 V di ampiezza. Il circuito voltometrico è un partitore con resistenza complessiva di 500 000 Ω previsto per le tensioni di 500, 250, 100, 50, 10, 5, 1, 0,5 V; i circuiti amperometrici sono a loro volta previsti per le correnti di 5, 1, 0,5, 0,1, 0,05, 0,01, 0,005, 0,001 A. Tutte le resistenze sono non induttive, del tipo a deposito carbonioso per i valori alti, e a filo per quelli bassi. L'apparecchiatura completa è stata accuratamente schermata elettrostaticamente, perchè è risultata molto sensibile alle variazioni dei campi elettrici. Tre deviatori sono stati

inseriti nei circuiti di ingresso per permettere di controllare in qualunque momento i valori limiti di V e di I in modo che, separatamente applicati

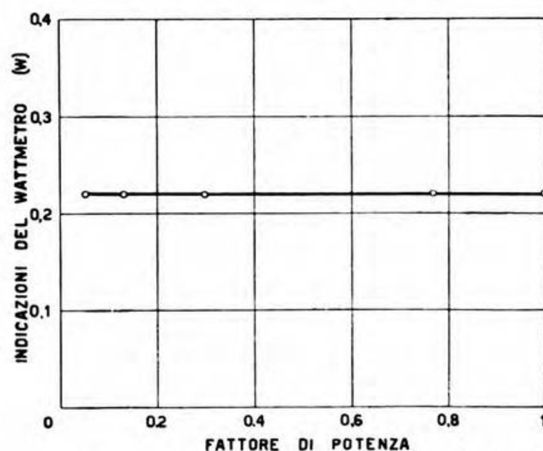


Fig. 11. — Risultati delle misure eseguite con componente attiva del carico costante e componente reattiva (capacitiva) variabile.

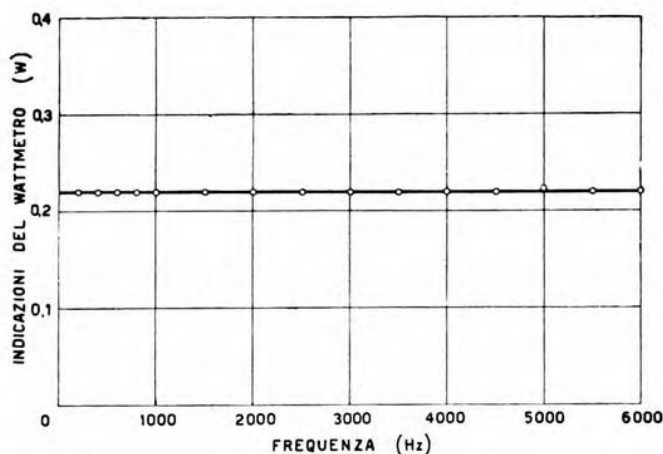


Fig. 12. — Risultati delle misure eseguite con carico ohmico costante e frequenza variabile.

alle griglie di comando, non producano effetto di rivelazione. È anche possibile dare eventualmente piccole variazioni alla tensione di schermo; per la taratura è stata aggiunta all'apparecchiatura una resistenza di valore esattamente noto.

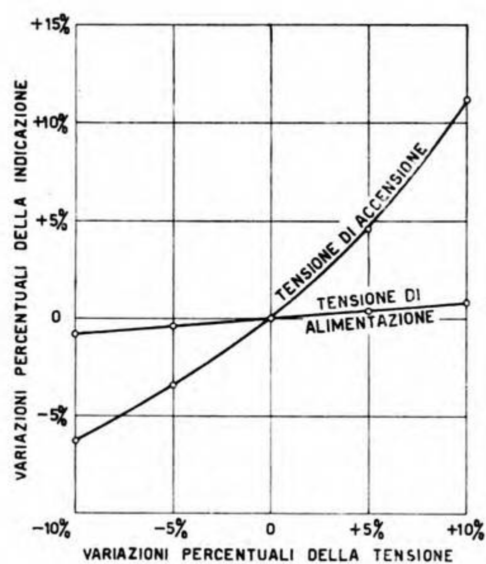


Fig. 13. — Variazioni percentuali della indicazione del wattmetro al variare delle tensioni di accensione e di alimentazione.

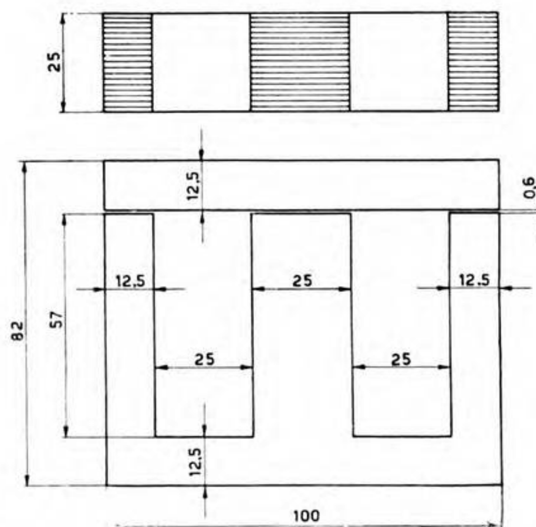


Fig. 14. — Dimensioni (mm) del nucleo di un trasformatore di modulazione.

La taratura del wattmetro è stata eseguita a 50 Hz con carico ohmico e per confronto con un wattmetro elettrodinamico di precisione; una delle curve di taratura è riportata in figura 10 e, corredata di una tabella di costanti moltiplicative, può servire per tutte le altre scale dello stru-

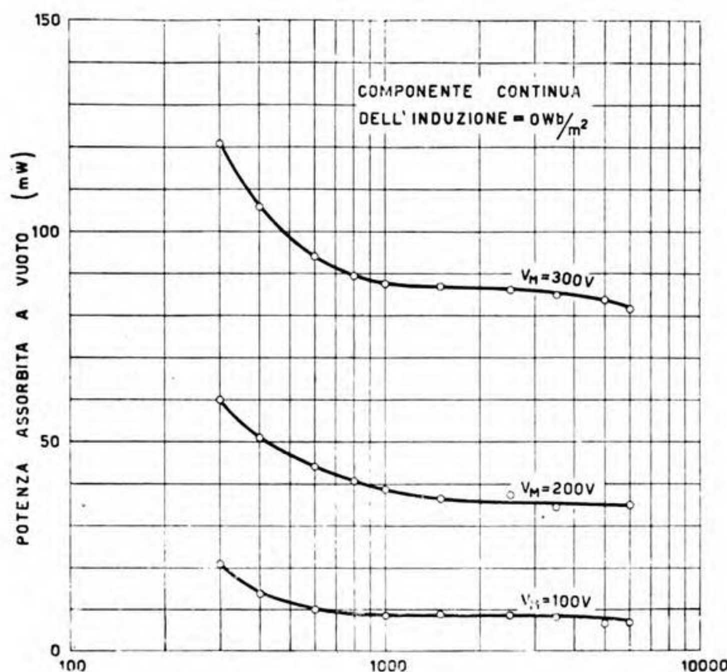


Fig. 15. — Potenza assorbita a vuoto da un trasformatore di modulazione, nella condizione di tensione costante e componente continua dell'induzione nulla.

mento. Sono state eseguite alcune prove per rilevare l'influenza di variazioni della frequenza, del fattore di potenza e delle tensioni di alimentazione e di accensione sulle indicazioni dello strumento. Le figure 11 e 12 riassumono i risultati delle misure relative al fattore di potenza, eseguite con carico capacitivo, e alla frequenza, eseguite con carico ohmico fino a 6000 Hz; non si sono potute estendere le prove oltre tale limite per mancanza di un adatto amplificatore di potenza, ma è da ritenere che il wattmetro elettronico possa essere applicato senza difficoltà in tutto il campo delle frequenze acustiche. Questo comportamento costituisce un vantaggio notevole in confronto dei wattmetri elettrodinamici; esso, però, nei riguardi dell'uso con bassi valori di fattore di potenza, va considerato in giusti limiti, sia per l'errore maggiore che comportano

gli strumenti a tubi elettronici (errore reso in questo caso più sensibile dal fatto che si lavora nella prima parte della scala), sia per l'eventuale importanza che può avere la variazione del rapporto delle componenti attiva e reattiva della corrente del circuito di carico, provocata dalla inserzione del wattmetro.

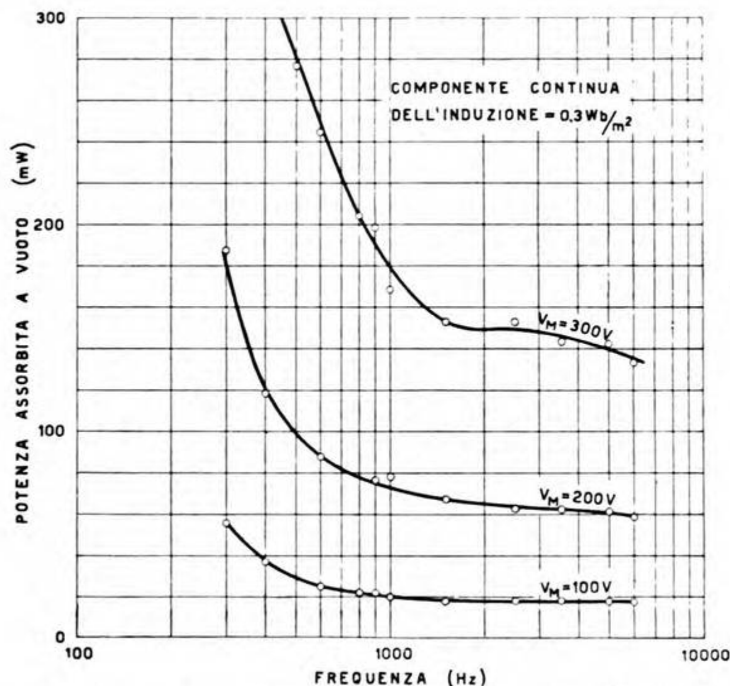


Fig. 16. — Potenza assorbita a vuoto da un trasformatore di modulazione, nella condizione di tensione costante e componente continua dell'induzione di 0,3 Wb/m².

In figura 13 sono indicate le variazioni percentuali dell'indicazione dello strumento in conseguenza di variazioni percentuali fino a ± 10 % delle tensioni di alimentazione e di accensione; poichè si tratta di valori rilevanti, è necessario controllare la costanza delle dette tensioni durante la misura.

Il wattmetro descritto è stato adoperato per alcune misure effettuate su di un trasformatore di modulazione avente le seguenti caratteristiche:

dimensioni del circuito magnetico come da figura 14,

numero di spire primarie 2 × 2500 in filo di diametro 0,16 mm,

» » » secondarie 5700 in filo di diametro 0,20 mm.

Le misure si riferiscono alle perdite a vuoto, a tensione costante e frequenza variabile fino a 6000 Hz, e sono state eseguite con componente continua dell'induzione uguale rispettivamente a 0 e 0,3 Wb/m^2 (fig. 15 e 16).

4. - Conclusione.

In quanto precede si è cercato di mettere in evidenza i pregi e i difetti del wattmetro elettronico; se ne deve concludere che esso, considerato come strumento di laboratorio, può dare, con l'uso avveduto, risultati molto soddisfacenti ed ha un campo di applicazione più vasto, anche se con minore precisione di misura, degli ordinari strumenti elettrodinamici.

Lo scrivente ringrazia il prof. M. Boella che gli ha assegnato il tema del lavoro e lo ha consigliato e aiutato durante lo svolgimento; è grato inoltre al prof. N. Carrara per il suo interessamento.

Livorno, febbraio 1939-XVII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

TRASMISSIONE ELETTRICA DELLE IMMAGINI (1)

LEONE V. KAMENAROVIC

In un breve cenno storico introduttivo si ricorda come l'origine della tecnica della trasmissione telegrafica delle immagini risalga a quasi un secolo fa e come un pioniere di quest'arte sia stato l'italiano Giovanni Caselli, che intorno al 1855 inventò e attuò per primo un sistema di trasmissione elettrica delle immagini funzionante praticamente.

Viene quindi considerato uno schema generale di un moderno sistema di trasmissione, esaminando in particolare le frequenze in gioco e la forma delle tensioni fornite dall'apparecchiatura analizzatrice trasmittente. Immagini in bianco e nero dànno luogo a segnali di ampiezza costante che non risentono gli effetti della evanescenza; tali effetti sono invece molto pronunciati per i segnali di ampiezza variabile originati da immagini comprendenti mezzi toni.

Si descrive un metodo per trasformare i segnali di ampiezza variabile in segnali di ampiezza costante e durata variabile, in modo da rendere possibile la riproduzione dei mezzi toni senza che si risentano gl'inconvenienti dell'evanescenza. Si determinano i limiti per la velocità di trasmissione e la finezza di analisi.

Passate in rivista le moderne apparecchiature terminali trasmittenti e riceventi ed i vari sistemi di sincronizzazione fra apparecchio trasmittente ed apparecchio ricevente, si descrivono brevemente le moderne applicazioni di questo ramo della tecnica delle comunicazioni.

I. - Cenni storici.

1. - I principi generali che stanno a base della trasmissione elettrica per filo delle immagini sono ben noti.

L'immagine da trasmettere viene analizzata in modo che le aree elementari che la compongono passino una ad una sotto un organo esploratore, il quale traduce l'intensità luminosa di ognuna di esse in

(1) Conferenza tenuta presso la sezione di Milano dell'A. E. I. il 3 febbraio 1939-XVII.

un proporzionale segnale elettrico. I segnali così generati vengono trasmessi, ricevuti, e ritradotti quindi nei valori luminosi corrispondenti.

Perchè alla ricezione si produca la ricomposizione automatica dell'immagine è necessario che l'organo esploratore e l'organo ricevente riproduttore percorrano il rispettivo quadro d'immagine simultaneamente e secondo tracce geometricamente simili fra di loro. In altre parole si richiede che l'apparecchio esploratore e l'apparecchio riproduttore siano sincronizzati.

Per trasmettere un'immagine la tecnica si è dunque trovata di fronte ai due seguenti problemi fondamentali: l'uno, la trasformazione di un valore luminoso in un valore elettrico e viceversa; l'altro, la sincronizzazione a distanza di due movimenti.

La trasmissione delle immagini è generalmente considerata una conquista degli ultimi decenni e si ritiene pertanto opportuno ricordare qui che le prime risoluzioni dei problemi ora brevemente esposti risalgono a quasi un secolo fa. Fu nel 1842 che il fisico Alessandro Bain propose un sistema di trasmissione elettrica di immagini nel quale, sia l'apparecchio esploratore sia l'apparecchio riproduttore, erano costituiti sostanzialmente da pendoli oscillanti in sincronismo. Gli esperimenti del Bain non diedero però risultati pratici e fu il genio italiano che circa un decennio più tardi creò le basi della tecnica della trasmissione elettrica delle immagini.

Intorno al 1855 infatti l'abate senese Giovanni Caselli ideò ed attuò per primo una completa apparecchiatura trasmittente e ricevente che egli riuscì a collegare e far funzionare regolarmente fra i principali centri francesi, Parigi, Marsiglia e Le Havre. Il problema della traduzione di un segno grafico in segnale elettrico e viceversa era stato risolto dal Caselli nel seguente modo.

Il disegno o lo scritto da trasmettere veniva riprodotto, prima della trasmissione, con speciale inchiostro isolante su un foglio metallico; questo, posto sotto tensione, veniva esplorato da uno stilo metallico che in assenza di segni grafici comunicava la tensione alla linea di trasmissione, mentre toglieva la tensione stessa in corrispondenza dei punti coperti dall'inchiostro. Alla ricezione la tensione proveniente dalla linea veniva comunicata ad uno stilo riproduttore, scorrente in sincronismo collo stilo esploratore, sopra un foglio imbevuto di una soluzione elettrolitica, e disteso sopra una piastra metallica collegata a terra. Per effetto della tensione il foglio si colorava, mentre rimaneva bianco in assenza di tensione. Il risultato era una riproduzione tracciata in bianco su fondo scuro. Il sincronismo fra gli apparecchi trasmittente e ricevente veniva ottenuto mediante due pendoli comandati da elettrocalamite e controllati da orologi di precisione.

Il sistema Caselli, pur avendo risolto i problemi fondamentali della trasmissione delle immagini, lasciava tuttavia adito ad un perfezionamento sostanziale: la trasmissione dei mezzi toni. Tale sistema infatti,

come in genere i sistemi ad esplorazione elettromeccanica, mentre trasmetteva agevolmente il bianco ed il nero dell'immagine, non era praticamente in grado di proporzionare il segnale a valori intermedi tra il valore zero ed il valore massimo, in modo da trasmettere fedelmente i mezzi toni. Questo problema ha avuto una soluzione soddisfacente soltanto verso la fine del secolo scorso, con l'invenzione della fotocella, la quale, come è noto, ha reso possibile la fedele traduzione in valori elettrici di tutti i valori luminosi intermedi fra il bianco ed il nero.

Dopo d'allora una schiera innumerevole di scienziati e di ingegneri si è dedicata all'ulteriore progresso della tecnica di trasmissione delle immagini, a volte risolvendo problemi specifici di questo campo, a volte attingendo direttamente dal campo fertilissimo della tecnica delle correnti deboli e dell'alta frequenza. Gli sforzi di questi studiosi sono stati diretti soprattutto verso i seguenti obiettivi:

a) alta qualità di riproduzione,
b) grande distanza di trasmissione,
c) grande velocità di trasmissione,
d) trasmissione senza fili,
e) eliminazione delle interferenze.

II. - Caratteristiche fondamentali dei moderni sistemi di trasmissione.

2. - *Ciclo di trasmissione e frequenze in gioco.* — In figura 1 è riportato lo schema generale di massima di un moderno sistema di trasmissione

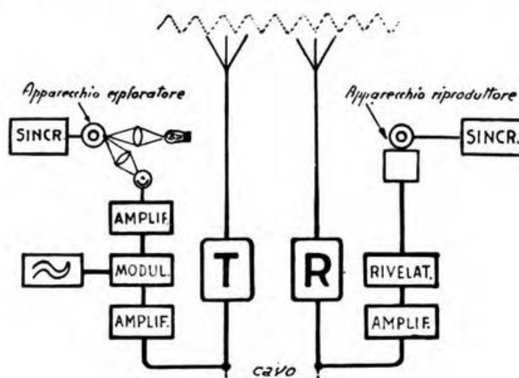


Fig. 1. — Schema generale di un moderno sistema di trasmissione d'immagini.

d'immagini; apparecchio esploratore trasmittente ed apparecchio ricevente appaiono in esso collegati attraverso una catena di circuiti tra cui quello di trasmissione propriamente detto (filo o radio). L'apparecchio esploratore, comportante una fotocella, fornisce all'uscita una tensione

che traduce i valori luminosi dell'immagine; fissiamo anzitutto la nostra attenzione su di essa.

L'esplorazione per punti dell'immagine abbia luogo, con riferimento a quanto generalmente si verifica nella pratica, secondo linee orizzontali, parallele, egualmente distanziate, e percorse con velocità costante.

La tensione di uscita ha valori che variano con la rapidità di variazione dal chiaro allo scuro nell'immagine esplorata, e perchè sia possibile una sua fedele riproduzione nel ricevitore, l'intero sistema dovrà presentare una costante di tempo sufficientemente piccola, o, ciò che all'incirca è lo stesso, accusare una curva di risposta a regime estesa lungo una banda sufficientemente ampia di frequenza.

La frequenza massima di tale banda si può calcolare considerando il caso tipico in cui la figura sia costituita da una successione di striscie verticali parallele, della stessa larghezza, alternativamente bianche e nere, il cui numero per cm sia eguale a quello delle linee di esplorazione le quali vengono ovviamente a suddividere la figura in una serie di striscie orizzontali. Nel caso considerato la tensione di uscita dell'esploratore presenterà teoricamente (dimensione infinitesima dell'area di esplorazione nella direzione dell'esplorazione stessa) una forma rettangolare periodica, il cui periodo T in secondi è eguale al tempo impiegato per l'esplorazione di due striscie successive, espresso da:

[1] $$T = 2 \cdot 60 \cdot \frac{1}{d\,l\,n} \quad \text{(s)},$$

dove d è il numero delle linee di esplorazione per cm, l la lunghezza in cm di una linea di esplorazione, ed n il numero di linee di esplorazione percorse in un minuto primo. La frequenza della tensione considerata risulta pertanto:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{120}\,d\,l\,n \quad \text{(Hz)}.$$

In pratica la forma della tensione, a causa del valore necessariamente finito della dimensione trasversale dell'area di esplorazione, è piuttosto trapezoidale che rettangolare, comunque essa contiene armoniche superiori che dovranno essere prese in considerazione. La pratica insegna che, analogamente a quanto si verifica nel caso dei segnali telegrafici, una sufficiente conservazione della forma del diagramma si ha considerando, oltre alla fondamentale, la sola terza armonica; il valore di frequenza sopra scritto vien quindi triplicato per calcolare il limite superiore della banda di trasmissione. Assumendo quale misura della finezza di analisi il valore d del numero di linee di esplorazione per cm, si può dunque dire che la frequenza più alta di trasmissione del circuito richiesta per ottenere tale esplorazione, viene espressa da:

[2] $$f_{max} = \frac{1}{40}\,d\,l\,n \quad \text{(Hz)}.$$

La frequenza minima della banda si ottiene supponendo che la figura sia tutta di un unico tono: in tale caso la frequenza stessa risulta ovviamente nulla. La larghezza della banda resta dunque praticamente espressa dal valore f_{max} di cui sopra.

Supponendo, ad esempio, $d = 40$, $l = 20$ ed $n = 60$, la frequenza fondamentale risulta di 400 Hz, quindi la banda di frequenze da trasmettere viene compresa tra 0 e 1200 Hz.

Le frequenze fornite dall'esplorazione dell'immagine potrebbero dunque essere direttamente utilizzate, nel caso di trasmissione via radio, per modulare una portante ad alta frequenza; nel caso di trasmissione su di un cavo telefonico invece, dato il valore nullo o molto basso della frequenza inferiore, è necessario effettuare una trasposizione di banda verso valori di frequenza più alti. Tale trasposizione giova comunque in ogni caso ad evitare l'uso di amplificatori in corrente continua, che non presentano il pregio della stabilità, o di amplificatori nei quali la regolazione della caratteristica di fase lungo l'intera banda di frequenza non sarebbe troppo facile. Il sistema più semplice per effettuare la trasposizione voluta è quello di modulare con la frequenza d'immagine una frequenza portante acustica, che è sufficiente abbia valore di due o più volte il valore della frequenza d'immagine massima (valori più bassi della frequenza portante darebbero luogo a sensibili distorsioni); nel caso particolare su considerato tale frequenza portante potrebbe essere di 2400 Hz, sicchè la banda dell'intera oscillazione modulata si estenderebbe da 1200 a 3600 Hz.

Alla ricezione l'oscillazione modulata con portante a frequenza acustica, proveniente dal cavo o dallo stadio a frequenza acustica del radioricevitore, viene, dopo conveniente amplificazione, rivelata per modo da riottenere il segnale con la sua forma iniziale ed avente la frequenza d'immagine.

3. - *Forma dei segnali d'immagine e trasmissione dei mezzi toni mediante segnali di ampiezza costante.* — Esaminando la forma dei segnali all'uscita dell'apparecchio esploratore possiamo distinguere due casi, a seconda che l'immagine comporta o meno i mezzi toni. Nel caso in cui l'immagine da trasmettere sia semplicemente tracciata in bianco e nero, si hanno, in linea teorica, impulsi di tensione ad ampiezza costante alternati con intervalli in cui la tensione è zero. Nel caso in cui l'immagine comprenda valori luminosi intermedi fra bianco e nero si ha invece una tensione ad ampiezza gradualmente variabile.

Agli effetti della trasmissione su cavo, ambedue questi tipi di segnale sono egualmente adatti, quando, come abbiamo visto, vengano sovrapposti ad una portante di frequenza acustica opportuna. Nel caso della trasmissione via radio, ed in particolare a grande distanza, i segnali ad ampiezza costante si trovano invece avvantaggiati, ed in grado anche notevole, rispetto a quelli ad ampiezza variabile. Ciò è in relazione al fatto che mentre i segnali ad ampiezza variabile risentono fortemente

gli effetti dei fenomeni di evanescenza, i quali dànno luogo a macchie sull'immagine riprodotta, i segnali ad ampiezza costante non vengono influenzati da questi fenomeni nei riguardi della qualità d'immagine, salvo naturalmente il caso limite, che si deve evitare, in cui il segnale risulti insufficiente per la sensibilità propria del ricevitore adoperato.

(Per quanto riguarda l'evanescenza è ovvio come sia, in ogni caso, notevole il vantaggio dovuto all'uso di sistemi di ricezione antievanescenza ad antenne multiple).

Nel caso dei segnali ad ampiezza costante infatti, l'evanescenza àltera, è vero, l'ampiezza dei medesimi, ma ne lascia immutata la durata, la quale è la sola grandezza che varia in corrispondenza del segno grafico. Naturalmente poichè rimane inalterata la durata del segnale originale, si possono riprodurre fedelmente i segni grafici trasmessi, indipendentemente dall'ampiezza del segnale, alla sola condizione di avere un ricevitore automaticamente regolato per un'ampiezza di uscita costante, indipendente da quella di entrata, e sensibile al punto da riprodurre il segno nella sua piena intensità già quando il segnale ricevuto è debolissimo.

La tecnica moderna ha pertanto risolto ingegnosamente anche il problema di radiotrasmettere a grande distanza immagini a mezzi toni. Ciò è stato ottenuto creando dei sistemi che trasformano i segnali ad ampiezza variabile in segnali in cui l'ampiezza dell'impulso rimane costante e varia invece, in proporzione all'intensità luminosa dell'immagine, la durata degli impulsi. In tal modo le immagini comprendenti mezzi toni sono portate sullo stesso piano delle immagini in bianco e nero e possono quindi essere trasmesse via radio senza risentire apprezzabilmente gli effetti della evanescenza.

Per la trasformazione di segnali ad ampiezza variabile in segnali equivalenti ad ampiezza costante e durata variabile si dispone oggi di sistemi ottico-meccanici e di sistemi interamente elettronici; questi ultimi permettono di raggiungere maggiori velocità di esplorazione e maggiori finezze di particolare. Il principio di funzionamento è comunque analogo per i due casi, ed a titolo di esempio si descrive brevemente qui appresso un sistema basato su mezzi interamente elettronici (fig. 2).

In *A* è rappresentata schematicamente una zona dell'immagine da trasmettere comprendente come esempio il nero, il bianco e due tonalità intermedie. La polarità del sistema esploratore è scelta, in questo caso, in modo da dare segnale massimo quando l'area esplorata è nera, e segnale zero quando l'area esplorata è bianca. In *B* è rappresentato il segnale elettrico d'immagine fornito dall'organo esploratore; il problema è quello di trasformare tale segnale, di tipo ad ampiezza variabile, in uno ad ampiezza costante, costituito di impulsi a durata variabile in proporzione all'ampiezza del segnale originale. A tale scopo si genera separatamente un'oscillazione a frequenza ed ampiezza costante, avente forma triangolare (*C*), la quale viene applicata alla griglia di un

tubo elettronico sovrappositore polarizzato sotto il limite di interdizione in modo che, normalmente, essa non compare nel circuito di placca del tubo stesso. Col segnale d'immagine invece si àltera la polarizzazione iniziale del tubo; allora, per segnale massimo, l'intera onda triangolare compare nel circuito di placca del tubo, mentre per segnali di valore

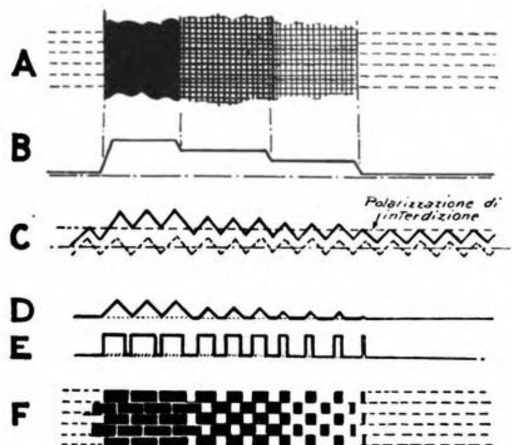


Fig. 2. — Rappresentazione schematica della trasformazione del segno grafico in segnale elettrico e viceversa.

intermedio, compaiono soltanto dei triangoli più piccoli, aventi base proporzionale all'ampiezza del segnale d'immagine (*D*).

Questi impulsi triangolari sono facilmente trasformabili in impulsi rettangolari (*E*) aventi ampiezza costante e base eguale a quella dei corrispondenti impulsi triangolari. Ciò può essere ottenuto, ad esempio, facendo passare gli impulsi triangolari attraverso un amplificatore limitatore. Risulta così effettuata la trasformazione voluta.

In ricezione, gli impulsi a durata variabile in tal modo ottenuti, previa eventuale rivelazione ed amplificazione, forniscono aree elementari quali sono raffigurate in *F*. Qui sono rappresentate cinque linee di esplorazione affiancate. Si vede che ogni linea di esplorazione comprende un numero costante di aree elementari bianche e nere, alternate fra di loro ed aventi lunghezze variabili in conformità alla tonalità che esse rappresentano. Passando dal bianco al nero si osserva infatti che la lunghezza delle aree nere diminuisce fino ad annullarsi mentre la lunghezza delle aree bianche aumenta.

È degno di nota il fatto che per linee contigue le alternanze bianche e nere, sono sfasate di mezzo periodo, poichè la lunghezza della linea di esplorazione è regolata in modo da contenere un numero dispari di mezze alternanze. Il risultato è un effetto di reticolo che riproduce per-

fettamente i mezzi toni. Invero, se si pensa che le dimensioni di un'area elementare media (corrispondente al grigio medio) possono essere dell'ordine di 0,1 mm × 0,1 mm, ci si rende conto come la riproduzione fornita da un reticolo del genere sia equivalente a quella delle stampe più minute.

Nel modo ora esposto si è dunque resa possibile non solo la trasmissione di mezzi toni a grande distanza, ma anche, ciò che pure è importante, la riproduzione di mezzi toni, con apparecchi che di per se stessi sarebbero capaci di riprodurre soltanto il bianco e nero.

4. - *Limiti della velocità di esplorazione e della finezza di analisi.* — Assumendo quale misura V_e delle velocità di esplorazione, l'area esplorata nell'unità di tempo, si ha la seguente espressione:

[3] $$V_e = \frac{l\,n}{d} \quad (\text{cm}^2/\text{min}),$$

dove i simboli hanno lo stesso significato e le stesse dimensioni ricordate più sopra. Come si è detto la finezza di analisi può essere espressa mediante il numero di linee di esplorazione per cm, cioè d.

Le grandezze V_e e d, che determinano ovviamente l'efficienza di un sistema di trasmissione d'immagini, sono limitate in pratica da due fattori. Il primo è costituito dal complesso delle caratteristiche e delle apparecchiature terminali, il secondo dal mezzo di trasmissione.

Dati i perfezionati sistemi ottici, fotoelettrici e fotografici, di cui la tecnica oggidì dispone, e date anche le vaste possibilità dei moderni amplificatori elettronici, i limiti imposti dagli apparecchi terminali sono relativamente molto elevati. Per la finezza di analisi il limite massimo è di 120 linee/cm, valore atto a soddisfare qualsiasi esigenza pratica, mentre per la velocità V_e di esplorazione si sono raggiunti valori di alcune centinaia di cm²/min.

Molto più bassi sono invece generalmente i limiti determinati dal mezzo di trasmissione.

Sostituendo infatti la [3] nella [2], risulta la seguente condizione:

[4] $$\frac{1}{40} V_e\left(\frac{\text{cm}^2}{\text{min}}\right) \cdot d^2\left(\frac{1}{\text{cm}^2}\right) \lesssim f_{\text{max}} \quad (\text{Hz});$$

vediamo cioè, che una volta stabilita la massima frequenza di immagine ammissibile, è anche determinato il limite per il prodotto $V_e\,d^2$, e che raggiunto questo limite non è possibile aumentare il valore di una delle due grandezze V_e e d^2 senza diminuire corrispondentemente il valore dell'altra.

La massima frequenza d'immagine si identifica colla massima frequenza che il mezzo è in grado di trasmettere nei casi in cui il segnale d'immagine venga trasmesso direttamente, senza cioè modulare una

portante a frequenza acustica. In caso contrario la massima frequenza di immagine è data dalla differenza fra la massima frequenza trasmissibile dal mezzo e la frequenza acustica portante. Quest'ultima è, come si è visto più sopra, almeno due volte superiore alla massima frequenza di immagine, per cui si conclude che in caso di trasmissione con modulazione di portante a frequenza acustica la massima frequenza di immagine trasmissibile (f_{max}) è inferiore ad un terzo della massima frequenza che il mezzo è in grado di trasmettere.

Nel caso di trasmissione su cavo telefonico normale, dove la massima frequenza trasmissibile è di circa 2500-3000 Hz, la massima frequenza d'immagine, in caso di modulazione di portante acustica, non supererà i 1000 Hz. Nel caso di trasmissione su cavi speciali del tipo usato per radioaudizioni, dove la massima frequenza trasmissibile è 7500 Hz all'incirca, la massima frequenza di modulazione sarà di circa 2500 Hz.

Adottando per la trasmissione di immagini cavi coassiali a larga banda, del tipo usato per televisione, si possono raggiungere senza difficoltà i limiti di velocità e di finezza di analisi determinati dalle moderne apparecchiature terminali. Una tale soluzione resta ovviamente subordinata al diffondersi delle installazioni di cavi coassiali le quali non sono ancora entrate in una fase di vasto impiego pratico.

Nel caso di trasmissione per via radio e doppia banda laterale, la massima frequenza da trasmettere si ottiene dimezzando la larghezza di banda disponibile. Per la gamma delle onde medie, ad esempio, dove la banda normale è in Europa di 9 kHz, la massima frequenza trasmissibile risulta 4500 Hz e la massima frequenza di immagine, in caso di modulazione di subportante a frequenza acustica, di poco inferiore a 1500 Hz.

Ritornando all'esempio pratico considerato prima, dove $l = 20$ cm, $d=40$ linee/cm, $n=60$ linee/min, si ha, secondo la [3], $V_e=30$ cm²/min e per f_{max}, come abbiamo già visto, 1200 Hz. Ciò significa che scegliendo una velocità di esplorazione corrispondente a 30 cm²/min ed una finezza di analisi di 40 linee/cm, e trasmettendo mediante modulazione di portante acustica, si supera già il limite per la trasmissione su cavo telefonico normale e si è prossimi al limite corrispondente alla radiotrasmissione su banda di 9 kHz.

Rispetto ai sistemi a cavo telefonico i sistemi per via radio presentano il vantaggio di permettere la trasmissione di frequenze più elevate, quando si scelgano gamme d'onda dove le bande di frequenza disponibili sono più larghe. Praticamente però questo vantaggio si fa risentire soltanto su distanze di trasmissione molto brevi o per trasmissioni su onde ultracorte, in quanto per tutte le altre gamme d'onda, quando si vogliano raggiungere distanze notevoli, svariati altri fattori inerenti al mezzo di trasmissione agiscono nel senso di limitare la velocità, indipendentemente dalla larghezza di banda disponibile. I principali fra questi sono i disturbi, gli effetti di eco dovuti alla trasmissione lungo percorsi multipli e gli effetti di evanescenza selettiva.

Per quanto riguarda i disturbi si vede che aumentando la velocità di esplorazione si diminuisce la durata del segnale trasmesso, a parità di area del segno grafico, e si aumenta quindi il rapporto tra disturbo e segnale.

Per quanto riguarda gli effetti di eco va notato che questi provocano alla ricezione un prolungamento del segnale trasmesso e che questo prolungamento permane sostanzialmente costante al variare della lunghezza del segnale. Allora, quando aumenti la velocità di esplorazione, cioè diminuisca la durata del segnale a parità di area del segno grafico, si aumenta il rapporto fra il prolungamento indesiderato del segnale ed il segnale stesso.

L'evanescenza selettiva infine dà origine a distorsioni che possono anche giungere alla soppressione dei segni grafici brevi, e introduce quindi anch'essa un limite alla velocità di esplorazione.

Dal complesso di questi effetti consegue che allo stato attuale della tecnica la velocità di esplorazione sopra considerata, di 30 cm^2/min, viene in pratica raramente oltrepassata quando si vogliano ottenere delle finezze di analisi accettabili, su lunghe distanze di trasmissione, mentre che in caso di condizioni del mezzo particolarmente sfavorevoli è necessario mantenersi entro limiti più bassi.

Come già ricordato, le trasmissioni su onde ultracorte non sono soggette a queste limitazioni di velocità. Data infatti l'ampiezza delle bande disponibili su tali gamme d'onda e l'assenza dei disturbi e degli altri effetti nocivi a cui si è poc'anzi accennato, i limiti di velocità imposti dal mezzo di trasmissione su onde ultracorte raggiungono e superano quelli determinati dalle massime possibilità degli apparecchi terminali moderni. D'altronde è ben noto che la portata delle onde ultracorte è limitata alla visibilità ottica e che portate relativamente notevoli sono quindi subordinate alle possibilità di uso di stazioni relè.

III. - Apparecchiature terminali.

5. - *Generalità.* — I sistemi di esplorazione usati nella tecnica della trasmissione delle immagini si possono suddividere, a seconda della conformazione che la superficie dell'immagine assume durante l'esplorazione, in sistemi a esplorazione elicoidale e sistemi ad esplorazione piana. Nei primi il foglio contenente l'immagine viene avvolto su di un cilindro ed esplorato secondo un'elica continua; negli altri il foglio stesso viene mantenuto sostanzialmente piano ed esplorato secondo linee rette parallele. Questi ultimi presentano, rispetto agli altri, il vantaggio di rendere possibile l'alimentazione continua dell'apparecchio esploratore, eliminando la necessità di sostituire il foglio e di interrompere la trasmissione dopo ogni esplorazione completa della superficie cilindrica. I sistemi a esplorazione elicoidale d'altra parte presentano in molti casi maggiore facilità di attuazione.

La distinzione di cui sopra vale sia per gli apparecchi trasmittenti, sia per gli apparecchi riceventi. È però da notarsi il fatto che mentre

nelle moderne apparecchiature riceventi, tanto i sistemi ad esplorazione elicoidale quanto quelli ad esplorazione piana, sono largamente rappresentati, gli apparecchi trasmittenti sono ancora nettamente orientati verso l'esplorazione elicoidale, l'esplorazione piana essendo riservata ad applicazioni speciali.

6. - *Apparecchiature trasmittenti.* — I sistemi di esplorazione elettromeccanica alla trasmissione, adottati dai pionieri di questo ramo della tecnica, sono oggi praticamente abbandonati e si può dire che le

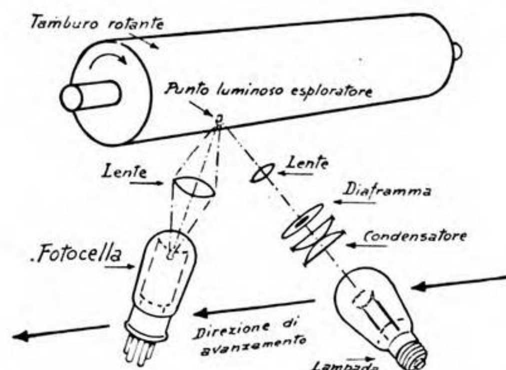


Fig. 3. — Esploratore fotoelettrico a luce riflessa.

apparecchiature trasmittenti moderne usano esclusivamente sistemi di esplorazione fotoelettrici.

Il sistema più comune è quello a luce riflessa di cui un esempio è rappresentato schematicamente nella figura 3. L'area elementare di analisi dell'immagine è costituita da una macchia luminosa proiettata da un apposito apparato ottico. Un secondo apparato ottico trasmette alla fotocella l'immagine riflessa di tale macchia con intensità tanto maggiore quanto più chiara è la superficie nel punto esplorato. Ad impedire che l'eventuale lucentezza della superficie distorca il segnale di immagine è necessario che l'asse ottico del sistema di proiezione e l'asse ottico del sistema della fotocella abbiano posizioni angolari tali da evitare che la fotocella venga impressionata dall'immagine speculare della sorgente luminosa.

Il foglio, contenente l'immagine da trasmettere, è avvolto su di un tamburo che ruota a velocità uniforme, mentre l'apparecchio esploratore, costituito dal sistema ottico di proiezione e dal sistema della fotocella, si muove rispetto al tamburo in direzione parallela all'asse di questo. Il movimento dell'apparecchio esploratore è pur esso uniforme ed il suo avanzamento per ogni giro del tamburo deve essere eguale alla

larghezza della macchia luminosa esploratrice. Così il cilindro viene esplorato secondo una sottile striscia elicoidale le cui spire continue si toccano in modo da coprire tutta la superficie del cilindro.

Per variare la velocità di esplorazione mantenendo costante l'analisi, si varia il numero di giri del tamburo, e si mantiene costante l'avanzamento dell'esploratore per ogni giro del tamburo. Per variare la finezza di analisi e cioè il numero di linee per cm, si varia in proporzione inversa l'avanzamento dell'esploratore. (In questo secondo caso si dovrà ovviamente modificare anche la dimensione verticale dell'area di esplorazione).

Un altro sistema usato nelle apparecchiature trasmittenti consiste nell'esplorare l'immagine per trasparenza. Il foglio contenente l'immagine deve essere trasparente e viene avvolto su di un cilindro anch'esso trasparente. Preferibilmente il pennello luminoso proviene dall'interno del cilindro e impressiona la fotocella situata esternamente. Questo sistema ha, rispetto al precedente, il vantaggio di un rendimento luminoso notevolmente maggiore e richiede quindi un amplificatore meno sensibile; esso presenta però l'inconveniente di rendere necessaria prima della trasmissione la preparazione di una diapositiva o di una negativa trasparente, mentre i sistemi a luce riflessa rendono possibile la trasmissione diretta dell'originale senza bisogno di alcuna manipolazione intermedia.

Come ricordato più sopra, nel campo degli apparecchi trasmittenti, l'esplorazione piana, nonostante i suoi notevoli vantaggi, è ancora limitata a casi speciali. Si tratta in particolare di applicazioni richiedenti una lunghezza ridotta della linea di esplorazione. La pratica infatti ha dimostrato che al crescere della lunghezza di tale linea un apparecchio esploratore fotoelettrico per esplorazione piana si complica eccessivamente.

Un esempio tipico di apparato trasmittente ad esplorazione piana è costituito dagli apparecchi per la trasmissione dell'immagine di scritti o stampati riprodotti su nastri. Si accennerà in seguito alle possibilità pratiche offerte da dispositivi di questo genere, ora si desidera illustrarne brevemente il principio (fig. 4). Il movimento del pennello di luce esploratore è ottenuto a mezzo di un prisma rotante attraversato dal pennello stesso, l'avanzamento del nastro, sul quale è riprodotto lo scritto da trasmettere, si effettua invece per trascinamento da parte di un meccanismo avente rapporto di trasmissione fisso rispetto al movimento del prisma. L'impressione della fotocella avviene anche in questo sistema preferibilmente per riflessione.

La tensione di uscita degli apparecchi trasmittenti ora descritti presenta, come si è visto, uno spettro di frequenza con limite inferiore praticamente uguale a zero, e per essere amplificata comodamente richiede quindi l'uso di una portante a frequenza acustica di cui essa rappresenti la modulazione. Esistono sistemi in cui la tensione d'uscita dell'apparecchio terminale trasmittente oscilla già con una frequenza

acustica costante modulata dalla frequenza di immagine. Ciò è ottenuto intercettando periodicamente il pennello luminoso esploratore con la frequenza acustica voluta, mediante dispositivi ottico-meccanici. In tal modo la tensione di uscita dell'apparecchio terminale può essere direttamente amplificata da un comune audioamplificatore. Per altro, nei

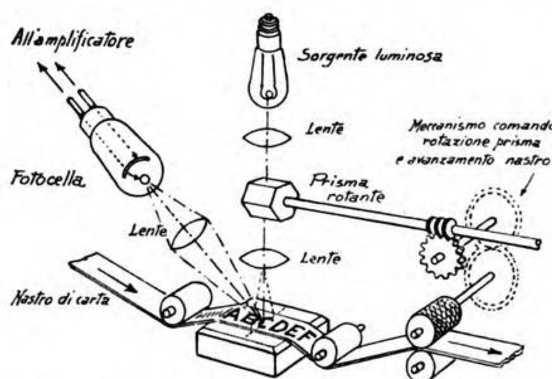


Fig. 4. — Apparato ad esplorazione piana per stampati riprodotti su nastri.

sistemi di questo genere, la velocità di esplorazione è limitata dalle difficoltà di attuazione, che si incontrano volendo produrre frequenze acustiche molto elevate senza raggiungere dimensioni proibitive dell'apparecchiatura ottico-meccanica.

È da notare infine un recente sviluppo in questo campo, diretto anch'esso a semplificare il problema dell'amplificazione del segnale d'immagine senza che d'altra parte si debba sottostare praticamente a limitazioni di velocità. Si tratta dell'applicazione alle apparecchiature terminali per la trasmissione delle immagini, di tubi fotoelettrici provvisti di moltiplicatori ad emissione secondaria. Questi tubi possono fornire potenze di uscita tali da rendere superfluo l'uso di amplificatori successivi e si comprende quindi come, nonostante l'inconveniente delle elevate tensioni oggi ancora necessarie per la loro alimentazione, essi offrano per il futuro le più ampie possibilità.

7. - *Apparecchiature riceventi.* — Nel campo degli apparecchi riproduttori si dispone di una grande varietà di sistemi di cui ognuno presenta speciali vantaggi rispetto agli altri in modo da essere particolarmente adatto alle esigenze di determinate applicazioni. Ne risulta che le possibilità offerte dal complesso di queste diverse apparecchiature sono effettivamente molto vaste. I vari tipi oggi in uso si possono riassumere come segue.

a) *Riproduttori fotografici.* Il foglio sul quale deve essere riprodotta l'immagine è fotosensibile e viene avvolto (fig. 5) su di un tamburo che ruota in sincronismo col tamburo dell'apparecchio trasmittente. I segnali di immagine vengono applicati all'organo riproduttore che li trasforma in impulsi luminosi. Questo organo, che può essere una cellula di Kerr, o una lampada al neon, od ancora un dispositivo elettro-ottico, proietta

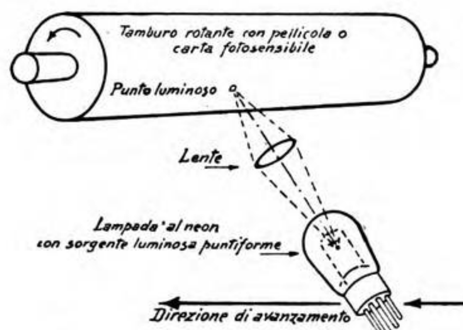


Fig. 5. — Riproduttore fotografico.

tali impulsi luminosi a intensità variabile sul tamburo rotante. La larghezza della macchia luminosa proiettata è eguale all'avanzamento dell'organo riproduttore che è a sua volta sincrono con l'avanzamento dell'organo esploratore trasmittente.

In questo modo il foglio fotosensibile viene integralmente esplorato anche qui secondo un'elica simile a quella che esplora il tamburo trasmittente. Se i segnali applicati al riproduttore hanno polarità eguale a quella dei segnali della fotocella trasmittente si avrà la negativa dell'immagine trasmessa. Volendo avere la riproduzione positiva basterà invertire la polarità dei segnali, adottando un numero dispari di stadi amplificatori della frequenza d'immagine. I vantaggi del sistema sono un'elevata fedeltà di riproduzione dovuta alla linearità fra segnali ricevuti e impulsi luminosi ed un'elevata velocità di riproduzione. Gli inconvenienti, invece, la necessità dello sviluppo fotografico e l'impossibilità di controllare la qualità dell'immagine durante la trasmissione.

b) *Riproduttori a spruzzo di inchiostro vaporizzato.* In questo sistema (fig. 6) il riproduttore fotoelettrico è sostituito da un ugello che proietta, in luogo del pennello luminoso, un getto continuo di inchiostro vaporizzato. Il getto è sotto l'azione di un apposito deflettore comandato elettromagneticamente dal segnale d'immagine, in modo che l'inchiostro raggiunga il tamburo, in corrispondenza ai segnali rappresentanti il nero, e venga invece deviato, in corrispondenza a quelli che rappresentano il bianco. Le riproduzioni, effettuate su carta normale, sono molto nitide, e non richiedono alcuna manipolazione susseguente; compren-

dono però esclusivamente segni bianchi e neri e possono quindi riprodurre i mezzi toni solo nel caso in cui l'immagine venga trasmessa col sistema di modulazione ad ampiezza costante e durata variabile.

Un altro vantaggio è rappresentato dal fatto che l'immagine riprodotta è visibile durante la ricezione e permette quindi un controllo

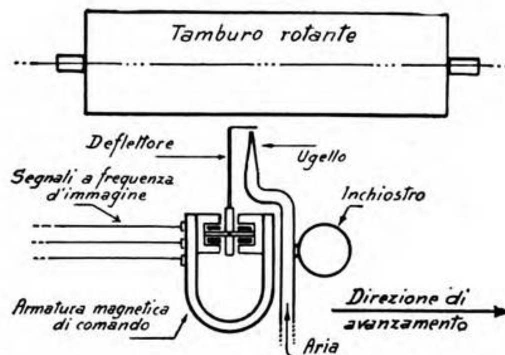


Fig. 6. — Riproduttore ad inchiostro vaporizzato.

immediato della qualità di riproduzione. Una riserva è però anche qui da farsi in quanto che, dato il movimento rapido del tamburo, tale controllo è soltanto approssimato.

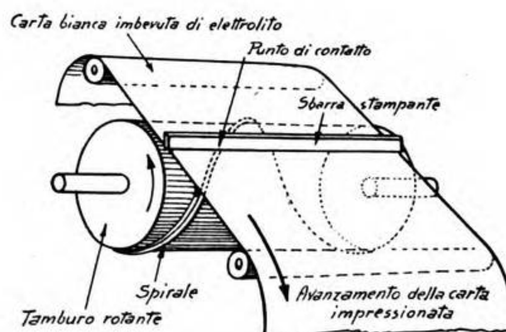


Fig. 7. — Riproduttore elettrolitico ad alimentazione continua.

c) *Riproduttori elettrolitici*. Il sistema più elementare di un riproduttore elettrolitico si è già descritto a proposito dell'apparecchio del Caselli; un sistema perfezionato è illustrato schematicamente nella figura 7.

L'esplorazione avviene qui secondo linee piane. Il foglio di carta sul quale si effettua la riproduzione non è più avvolto su un tamburo, ma è costituito da una striscia continua che passa fra un cilindro rotante

ed una sbarra parallela alle generatrici del cilindro stesso. Il contatto fra cilindro, carta e sbarra, avviene soltanto in corrispondenza di un'area elementare, determinata dall'intersezione fra la sbarra ed un'elica in rilievo sulla superficie cilindrica. Il passo dell'elica è eguale alla lunghezza del cilindro in modo che per ogni giro di questo l'area di contatto si sposta da un bordo all'altro della striscia di carta. Siccome il cilindro ruota in sincronismo col tamburo trasmittente la traccia di quest'area da un bordo all'altro della carta ricevente corrisponde alla traccia della macchia luminosa sul tamburo trasmittente durante un giro di questo, e cioè ad una linea di esplorazione dell'apparecchio trasmittente. L'avanzamento della carta rispetto alla sbarra corrisponde invece all'avanzamento dell'organo esploratore trasmittente. La corrente di immagine passa dalla sbarra all'elica attraverso la carta, la quale è imbevuta di una sostanza chimica che annerisce al passaggio della corrente. L'immagine risulta dunque tracciata secondo linee parallele alle generatrici del cilindro rotante anzichè normali alle stesse come negli altri casi.

Questo sistema presenta i vantaggi di una semplicità eccezionale, della mancanza dell'operazione di cambiamento del foglio, e della possibilità di un controllo preciso durante la riproduzione, dato il movimento lentissimo del foglio. Inconvenienti sono invece la necessità di lavorare con carta umida e di fissare chimicamente, o di lavare, la carta dopo la riproduzione.

Mentre finora la velocità di riproduzione di questi apparecchi era notevolmente bassa, data la lentezza di impressionabilità delle carte di cui si disponeva, sono state recentemente studiate sostanze elettrolitiche prontissime che hanno portato la velocità di questi apparecchi ad eguagliare le massime velocità raggiunte con i riproduttori fotografici.

***d*) *Riproduttori a carta carbone*.** Un tipo perfezionato di questo genere di riproduttori è rappresentato nella figura 8.

Il principio di esplorazione usato è lo stesso di quello considerato per il sistema elettrolitico. Differenza sostanziale è che la sbarra stampante non appoggia continuamente sulla striscia di carta, ma è mantenuta sollevata, per segnali corrispondenti al bianco, e viene abbassata da un comando elettromagnetico, per segnali corrispondenti ai mezzi toni ed al nero. Tra sbarra e striscia di carta bianca scorre una striscia di carta carbone il cui avanzamento può, a scopi di economia e di riduzione di ingombro, essere ridotto ad una frazione dell'avanzamento della carta bianca. Sia la carta bianca, sia la carta carbone, sono avvolte su appositi rulli di alimentazione.

La pressione esercitata dalla sbarra sulla carta carbone è proporzionale all'intensità del segnale con buona linearità. L'intensità del segno fornito dalla carta carbone non è però linearmente proporzionale alla pressione su di essa esercitata, nel senso che coll'aumentare della pressione il coefficiente di proporzionalità diminuisce. Questo inconveniente viene eliminato, nei casi in cui si debba ricevere un segnale modulato in

ampiezza, mediante un amplificatore compensatore nel quale la tensione di uscita in funzione della tensione di entrata presenti una caratteristica di curvatura opposta a quella della caratteristica della carta carbone. In tal modo si riesce ad ottenere con questo apparecchio la riproduzione con buona fedeltà dei mezzi toni, anche quando questi vengano trasmessi mediante segnali modulati in ampiezza.

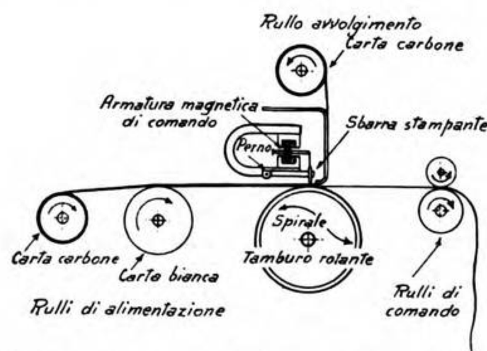


Fig. 8. — Riproduttore a carta carbone ad alimentazione continua.

Questo tipo di riproduttore ha in comune col riproduttore elettrolitico i vantaggi della mancanza dell'operazione di cambiamento del foglio e della possibilità del controllo preciso durante la riproduzione, mentre non ha in comune con esso gli inconvenienti della manipolazione dopo la riproduzione. D'altra parte la velocità di esplorazione del riproduttore a carta carbone è limitata, rispetto a quella del riproduttore elettrolitico, dall'inerzia della sbarra stampante mobile.

Un altro vantaggio di questo sistema è quello di permettere la riproduzione contemporanea di più copie adoperando altrettanti fogli di carta carbone.

IV. - Sincronizzazione e messa in fase.

8. - Condizioni indispensabili, alle quali devono soddisfare due posti terminali per rendere possibile fra di loro la trasmissione di un'immagine indistorta, sono le seguenti:

a) rapporto costante fra la velocità di esplorazione dell'apparato ricevente e la velocità di esplorazione dell'apparato trasmittente;

b) sincronismo nel cambiamento di linea, fra i due detti apparati, da cui deriva immediatamente, data l'identità del tempo complessivo di esplorazione, l'eguaglianza del numero di linee;

c) rapporto fra le due dimensioni dell'immagine, eguale per i due detti apparati.

Come si vede, non è necessaria l'eguaglianza fra le due rispettive velocità di esplorazione. Se infatti le sopra enumerate condizioni sono soddisfatte, una differenza di velocità indica unicamente una corrispondente differenza di lunghezza della linea di esplorazione e cioè un ingrandimento o un impiccolimento dell'immagine, ma non un'alterazione nelle proporzioni di essa.

Per soddisfare in pratica alle condizioni *a* e *b* basta rendere eguale la velocità angolare dei due rispettivi tamburi rotanti, od organi equivalenti, mentre la condizione *c* è soddisfatta quando venga mantenuto eguale il cosidetto « indice di cooperazione » e cioè il rapporto fra la lunghezza e la larghezza della linea di esplorazione. L'indice di cooperazione non è che un dato costruttivo degli apparati, mentre l'eguaglianza della velocità angolare dei tamburi rotanti implica la necessità di disporre, ai posti terminali, dei dispositivi adatti a produrre movimenti perfettamente sincroni a quelli stabiliti nella trasmissione.

Anche qui la tecnica moderna offre vari sistemi. Se il posto ricevente è allacciato alla stessa rete di energia elettrica a corrente alternata del posto trasmittente, il problema è molto facile in quanto basta azionare le due apparecchiature terminali mediante motori sincroni. Se ciò non accade, vi sono due alternative: trasmettere dal posto trasmittente al posto ricevente dei segnali di sincronizzazione o addirittura una frequenza sincronizzante, oppure generare indipendentemente, in ambedue i posti terminali, una frequenza stabilita ad un dato valore, entro strettissimi limiti di tolleranza.

La prima alternativa è la meno adottata, dato lo scarso affidamento che essa offre. Infatti, soprattutto per trasmissioni radio, l'abbassamento del segnale sincronizzante sotto un dato livello, per esempio in seguito ad evanescenza, provoca la perdita del sincronismo e rende inintelligibile l'immagine ricevuta. La seconda alternativa invece, dati i mezzi di elevata precisione di cui oggi si dispone ha trovato più larga applicazione. Nella maggior parte dei casi la frequenza di sincronismo viene generata da un diapason eccitato elettromagneticamente da un circuito a tubo elettronico e funzionante in un ambiente la cui temperatura è mantenuta costante da un controllo termostatico. Le tolleranze comunemente osservate per il valore della frequenza sono dell'ordine di 1/100 000.

Il campione di frequenza così ottenuto può essere utilizzato in vari modi per comandare la velocità angolare degli organi rotanti. Si può generare energia a frequenza sincrona per alimentare un motore sincrono, ad esempio, eccitando col campione di frequenza tubi elettronici a vapori di mercurio. Un'altra alternativa, molto usata nei sistemi di comunicazione a grande distanza, è quella di comandare col campione di frequenza il numero di giri di un gruppo motore che ricava l'energia, od il grosso di essa, da un'alimentazione a corrente continua o comunque a frequenza non sincrona.

Un esempio tipico di un'attuazione del genere è rappresentato schematicamente nella figura 9. Il gruppo motore è costituito da un motore

a corrente continua e da un alternatore calettato sullo stesso albero. Il carico di questo alternatore è costituito da un circuito a tubi elettronici eccitato dal campione di frequenza. Questo circuito è congegnato in modo da assorbire più corrente, e quindi da aumentare l'azione frenante sul rotore dell'alternatore, non appena questo tenda ad accelerare

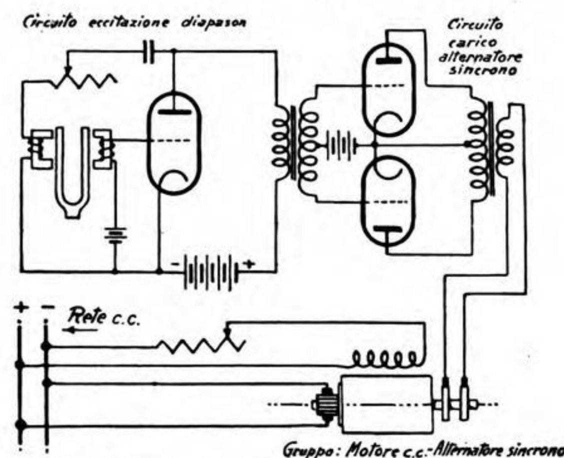


Fig. 9. — Gruppo per il comando degli organi rotanti.

rispetto alla velocità sincrona, e da assorbire meno corrente, diminuendo l'azione frenante, non appena il rotore tenda a rallentare. All'avviamento la velocità del gruppo compie un'oscillazione smorzata rispetto alla velocità sincrona fino a stabilizzarsi su quest'ultima.

Un'operazione complementare della sincronizzazione è la messa in fase delle due apparecchiature terminali. Per evitare infatti che l'immagine ricevuta esca dal quadro e venga tagliata in due dai margini del foglio è necessario che le linee marginali passino dinanzi all'organo esploratore, contemporaneamente, al posto trasmittente e al posto ricevente. Ciò viene ottenuto facendo sì che sia l'apparato trasmittente, sia l'apparato ricevente emettano un impulso elettrico ogni volta che il margine del foglio passa dinanzi ai rispettivi organi esploratori. L'impulso dell'apparato trasmittente viene trasmesso al posto ricevente dove è confrontato coll'impulso emesso dall'apparato ricevente: l'apparato ricevente viene mantenuto fuori sincronismo fino a che i due impulsi confrontati non si portano in fase fra di loro. Non appena ciò si verifica, il sincronismo è ristabilito e la trasmissione può incominciare.

Il confronto dei due impulsi può essere effettuato con istrumenti di misura, nel qual caso il sincronismo deve essere tolto e ristabilito con apposita operazione manuale. Nelle apparecchiature moderne pertanto si aziona, mediante i due impulsi, un sistema di relè che provvede alla regolazione automatica della fase.

V. - Applicazioni.

9. - Per rendersi conto delle vastissime possibilità offerte da questo ramo della tecnica basta gettare uno sguardo sulle sue molteplici applicazioni, di cui si riassumono qui le più importanti:

a) *Sistemi di trasmissione, interurbana e internazionale, su cavo, di fotografie, disegni, facsimili di documenti autentici.* La velocità di esplorazione su cavi normali, per l'analisi comunemente richiesta, di 40 linee/cm, corrisponde a circa 25 cm^2/min. Su cavi ad alta fedeltà del tipo usato per la trasmissione di programmi radio la velocità di esplorazione può essere portata a valori corrispondenti a circa 50 cm^2/min.

b) *Sistemi di trasmissione transoceanica ed intercontinentale per via radio.* Per queste trasmissioni si utilizzano comunemente onde corte da 100 a 10 m. La velocità di esplorazione varia a seconda delle condizioni atmosferiche da 15 a 30 cm^2/min.

c) *Sistemi di trasmissione a distanze relativamente brevi su onde ultracorte* (*onde dell'ordine di 3 m*). Data la larghezza delle bande di frequenza disponibili e l'assenza di disturbi in queste gamme d'onda, sistemi di questo genere dànno la possibilità di far funzionare su un'unica portante più apparecchi terminali e possono consentire d'altra parte, per ogni apparecchio terminale, velocità di esplorazione dell'ordine di centinaia di cm^2/min. Si vede come in tal modo si possa raggiungere una capacità di traffico molto elevata, che può essere utilizzata anche per la trasmissione di normali messaggi telegrafici quando questi vengono stampati o dattiloscritti su fogli la cui immagine si trasmette.

Il raggio d'azione non è limitato alla distanza di visibilità ottica, in quanto è possibile usare delle stazioni intermedie a relè che ricevono e ritrasmettono la portante a frequenza ultraelevata. Le distanze così raggiunte in pratica sono di alcune centinaia di kilometri.

d) *Sistemi telescriventi a nastro, mediante trasmissione di immagine.* Vien trasmessa l'immagine di un nastro sul quale il messaggio telegrafico è stato previamente riprodotto. Nel paragrafo 6 di questo scritto è stato dato un breve cenno del tipo di apparecchio trasmittente usato a questi scopi. Il riproduttore è preferibilmente a sbarra stampante, elettrolitico o a carta carbone, come già descritto nel paragrafo 7 (*c* e *d*). Rispetto agli altri sistemi di trasmissione d'immagini questi presentano il vantaggio dello sfruttamento massimo della superficie esplorata; rispetto ai sistemi telescriventi usuali stanno invece i vantaggi comuni ai sistemi di trasmissione di immagini in genere e cioè: impossibilità di sostituzione di lettere alla ricezione per effetto di disturbi ed alta segretezza delle comunicazioni, in quanto è impossibile decifrare il messaggio intercettato senza conoscere determinate costanti dell'apparecchiatura (velocità angolare e indice di cooperazione).

Essi rappresentano una delle più recenti attuazioni della tecnica delle comunicazioni e sono da poco usciti dalla fase sperimentale; la

gamma d'onda sulla quale dovranno in pratica funzionare non è stata ancora definitivamente fissata. Siccome però, a parità di velocità di trasmissione, essi richiedono, rispetto ai sistemi telescriventi usuali, una banda di frequenza maggiore, si prevede che il loro funzionamento più proficuo si avrà su onde corte e ultracorte.

e) *Trasmissione di immagini mediante radiodiffusione circolare.* In questo campo sono state recentemente sviluppate in America due applicazioni tipiche e precisamente:

— *Diffusione circolare di carte meteorologiche.* Questo servizio viene utilizzato con grande vantaggio da navi in alto mare e da aeromobili in volo. Date le distanze notevoli che devono essere raggiunte, le condizioni sono molto analoghe a quelle delle trasmissioni transoceaniche. Vengono adottate onde corte e la velocità di esplorazione si aggira intorno ai 20 cm^2/min.

— *Stampa del giornale in casa del radioabbonato.* L'apparecchiatura ricevente deve soddisfare ad esigenze particolari e deve costituire una soluzione di compromesso dei seguenti requisiti: economia, facilità di manovra, buona qualità di riproduzione e notevole velocità di riproduzione.

Il riproduttore a carta carbone (paragrafo 7-*d*) si è dimostrato particolarmente adatto allo scopo. L'amplificatore per la compensazione della caratteristica della carta carbone, che complicherebbe l'apparecchiatura ricevente, può venire installato nel trasmettitore, di modo che l'apparato ricevente risulta costituito da un normale radioricevitore e dall'apparecchio stampante. Il sincronismo è ottenuto nella maggior parte dei casi mediante allacciamento alla rete di energia elettrica mentre la messa in fase è automatica. Ne risulta un complesso ricevente molto semplice e di facile manovra.

Per quanto sia stato proposto di assegnare a questo servizio una gamma speciale nelle onde ultracorte, allo scopo di rendersi completamente indipendenti dagli altri servizi di diffusione circolare, finora queste emissioni hanno luogo su onde medie e possono venir effettuate dalle trasmittenti dei programmi normali durante le ore di sosta, ad esempio nelle prime ore del mattino. A questo scopo è utile che i ricevitori siano muniti di un inseritore automatico ad orologeria.

La velocità di esplorazione dei riproduttori a carta carbone usati è di 30 cm^2/min, e cioè di poco inferiore al massimo compatibile con la larghezza di banda normale di 9 kHz.

Si noti infine che tutti i sistemi di trasmissione d'immagine qui enumerati, mentre hanno possibilità di vasta applicazione per scopi commerciali, presentano interesse particolare per scopi militari e di polizia, dato il maggiore coefficiente di segretezza che essi presentano rispetto a qualsiasi altro sistema di comunicazione.

RECENSIONI

AMPLIFICATORI.

A. Fairweather e F. C. Williams — **Amplificatore " a Q variabile ".** (W. E., febbraio 1939, XVI, 185, pag. 57-66, con 16 fig.).

Un circuito poco noto, ideato dal Boucherot, viene applicato per far funzionare un pentodo come generatore di tensione anzichè come generatore di corrente. La figura 1 mostra il circuito di Boucherot, in cui risulta $E_r = R\,I_r = -j\,XI$ indipendente da R. Esso permette di trasformare un generatore di corrente costante in un generatore di tensione costante.

Viene esaminato il comportamento di un tale circuito adoperato

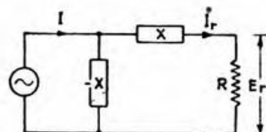


Fig. 1. — Circuito di Boucherot per trasformare un generatore di corrente costante in generatore di tensione costante.

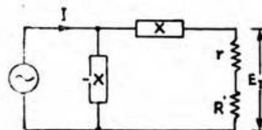


Fig. 2. — Circuito eguale a quello di figura 1, ma con la resistenza r equivalente alle perdite nell'impedenza reattiva $+X$.

come impedenza di carico di un pentodo, portando in conto la resistenza r equivalente alle perdite nell'impedenza reattiva $+X$ (fig. 2).

Posta la condizione che l'impedenza del circuito non sia superiore al valore ottimo R_0 della resistenza di carico ohmico del pentodo, vengono determinate le condizioni di massima potenza utile e di massimo rendimento ed i valori della minima resistenza di carico R'_m e del rapporto δ fra la tensione ai capi del carico e la tensione a vuoto, in funzione di R_0 e del coefficiente di qualità $Q = \frac{X}{r}$. Per $Q \geqslant 30$, il valore di X che rende massimo il rendimento, il valor massimo del rendimento, la minima resistenza di carico ed il valore di δ corrispondente alla potenza massima ($R = R_m$) sono dati con buona approssimazione da:

$$X_0 = R_0/Q^{1/3}\,, \qquad \eta'_m = 1 - \frac{3}{2}\,Q^{-2/3}\,,$$

$$R'_m + r \simeq R_0/Q^{2/3}\,, \qquad \delta_m = 1 - \frac{1}{Q}\sqrt{(R_0/X)^2 - 1}\;.$$

Sono riportate cinque curve di variazione di η' e δ_m in funzione di X/R_0 corrispondenti a cinque valori di Q (da 10 a 50), dalle quali risulta che

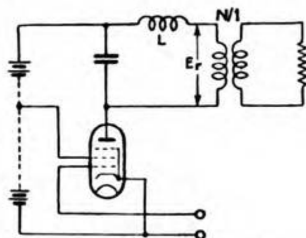


Fig. 3. — Disposizione pratica del circuito di figura 1: tipo passa-basso.

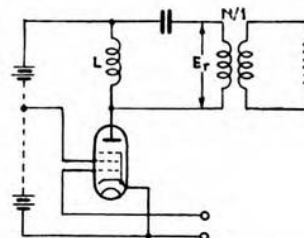


Fig. 4. — Disposizione pratica del circuito di figura 1: tipo passa-alto.

il valore di X_0 non è critico e che, per elevati valori di Q, possono prendersi per X valori notevolmente maggiori di X_0.

Il segno di X può essere + o —. Si hanno in corrispondenza due tipi di circuito, uno passa-basso (fig. 3), l'altro passa-alto (fig. 4). La resistenza equivalente alle perdite è normalmente associata all'induttanza, ma verifiche sperimentali hanno confermato la validità dell'analisi svolta, anche per il circuito passa-alto.

I risultati dei calcoli sono stati controllati sperimentalmente con un circuito di tipo passa-basso montato su un pentodo. Il valore di R_0 è stato determinato sperimentalmente; il controllo della distorsione è stato effettuato mediante analisi oscillografica della corrente di schermo.

Si nota, fra i valori osservati e quelli calcolati del rendimento, una discrepanza che viene attribuita alla difficoltà di controllo della distorsione.

G. Cl.

ANTENNE.

V. D. Landon e J. D. Reid — **Nuovo tipo di antenna ricevente per la riduzione dei disturbi.** (Proc. I. R. E., marzo 1939, XXVII, 3, pag. 188-191, con 10 fig.).

Con le discese di antenna schermate o bilanciate e con un'opportuna sistemazione del collettore d'onde è oggi possibile eliminare in larga misura i parassiti di origine locale; se però non si eliminano contemporaneamente anche i disturbi provenienti dalla rete attraverso alla con-

nessione di alimentazione del ricevitore stesso, il beneficio è molto limitato.

Gli autori iniziano il lavoro con una breve, ma chiara analisi del modo con cui questi disturbi influenzano il ricevitore. Generalmente la connessione tra la terra vera (falda acquifera sotterranea) e la massa metallica del ricevitore è cattiva; il disturbo proveniente dalla rete arriva a detta massa attraverso alla capacità tra essa ed il circuito di alimentazione e per raggiungere la terra vera può seguire due vie: o la connessione di terra con relativa resistenza più o meno grande, oppure il primario dell'accoppiamento di antenna, attraversando così la capacità antenna-terra. Seguendo quest'ultima via il disturbo passa nel primario d'antenna e quindi induce un segnale nel ricevitore. Per eliminare questa possibilità d'interferenza, si propone di isolare dalla massa del ricevitore il primario e di usare al posto della terra un contrappeso opportunamente disposto; aggiungendo una capacità regolabile tra la massa del ricevitore ed il terminale di antenna si attua una specie di ponte, che è equilibrabile, e che elimina la forma di interferenza su esposta. La regolazione non è critica ed è efficiente per ampi campi di frequenze.

Vengono illustrate diverse applicazioni di tale principio, sia attuate in ricevitori, sia ottenute con unità separate utilizzabili con ricevitori qualsiasi.

G. C.

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

G. F. LAMPKIN — **Miglioramento negli oscillatori a frequenza costante.** (Proc. I. R. E., marzo 1939, XXVII, 3, pag. 199-201, con 3 fig.).

Una delle ragioni di instabilità degli oscillatori a tubi elettronici è rappresentata dalla variazione delle caratteristiche dei tubi stessi. Per rendere minimo l'effetto di tale variazione, l'autore propone di derivare il tubo su una parte del risonatore. In tal modo i parametri del tubo, riportati sul circuito oscillatorio, risultano divisi per un coefficiente molto elevato.

Per questa via è stato ottenuto un aumento di stabilità di dieci volte, sia per quanto riguarda il periodo occorrente per raggiungere il regime, sia per quanto riguarda le variazioni delle tensioni di alimentazione.

[*Il sistema proposto sembra già da tempo introdotto nell'uso pratico anche se, forse, non è stato prima d'ora oggetto di speciale pubblicazione.* — n. d. r.]

L. P.

LINEE E CONDUTTURE.

C. R. BURROWS — **La linea con trasmissione esponenziale.** (Bell S. T. J., ottobre 1938, XVII, 4, pag. 555-573, con 9 fig.).

H. A. WHEELER — **Linee di trasmissione con andamento esponenziale.** (Proc. I. R. E., gennaio 1939, XXVII, 1, pag. 65-71, con 13 fig.).

Una linea esponenziale è una linea di trasmissione disuniforme, nella quale l'induttanza e la capacità per unità di lunghezza sono funzioni esponenziali della distanza da un estremo della linea stessa assunto come origine. Indicando con L_x e C_x l'induttanza e la capacità per unità di lunghezza, alla distanza x dall'origine, si ha l'espressione:

[1] $$\frac{L_x}{L_0} = \frac{C_0}{C_x} = e^{kx} ,$$

che in pratica si può attuare facendo variare con legge esponenziale o la distanza fra i conduttori o il loro diametro.

La linea esponenziale ha le proprietà di un filtro passa-alto e di un trasformatore di impedenza. La frequenza di taglio dipende dal valore di k della [1] secondo la relazione:

[2] $$f_c = \frac{k}{4\pi\sqrt{L_0 C_0}} .$$

Il comportamento di una tale linea si approssima abbastanza bene a quello di un trasformatore ideale di impedenza; le deviazioni dal comportamento ideale si possono diminuire derivando all'estremo a bassa impedenza una induttanza e inserendo in serie con l'estremo ad alta impedenza una capacità, aventi rispettivamente, alla frequenza di taglio, reattanza uguale a quella che presenta la linea nel punto in cui esse sono inserite, per lo stesso valore della frequenza. Il rapporto di trasformazione d'impedenza è proporzionale alla lunghezza della linea; per esempio, con una linea lunga 0,0551 volte la lunghezza d'onda, alla frequenza di taglio si ottiene un rapporto da 2 a 1.

La linea esponenziale è pure conveniente per attuare un carico dissipativo; in tal caso essa è preferibile ad una linea uniforme, perchè consente di avvicinarsi di più all'ideale di una dissipazione costante per unità di lunghezza; e quindi per una data dissipazione essa risulta più corta della linea uniforme corrispondente.

I risultati della teoria sono stati verificati sperimentalmente, costruendo linee lunghe 15 e 50 m, per rapporti di trasformazione da 600 a 300 Ω, su una banda di frequenza da 4 a 30 MHz; sono state trovate deviazioni molto piccole dal caso ideale in confronto alle ordinarie deviazioni che si presentano nelle linee di trasmissione uniformi commerciali, sia a due fili sia concentriche.

Per adattare un'antenna (ad esempio un dipolo orizzontale) ad una linea di trasmissione uniforme avente impedenza molto più bassa, può pure essere utile la linea esponenziale.

Nel secondo lavoro sono sviluppate alcune formule che esprimono le proprietà elettriche delle linee esponenziali in funzione delle loro dimensioni geometriche. Poichè al di sopra della frequenza di taglio l'impedenza iterativa ha modulo costante e componente ohmica uguale alla impedenza immagine di un filtro passa-alto a k costante, avente la

stessa frequenza di taglio, la linea esponenziale può essere collegata ad un filtro di tale tipo, semplicemente allo scopo di adattare differenti impedenze. Sono proposti vari circuiti e vengono derivate le regole da osservare per questo uso della linea esponenziale.

Particolare attenzione è poi rivolta al progetto di una linea esponenziale, costituita da due conduttori posti a distanza variabile, usata per l'adattamento di un dipolo ad una linea di trasmissione uniforme.

G. Pr.

W. J. Creamer — **Linea compensata mediante " predistorsione ".** (Proc. I. R. E., gennaio 1939, XXVII, 1, pag. 22-23, con 2 fig.).

Per rendere uniforme la caratteristica di attenuazione di un cavo non caricato di circa 18 km, collegante per uso del servizio di radiodiffusione l'Università di Maine, in Orono, alla stazione trasmittente WLBZ in Bangor, senza ridurre eccessivamente il livello della trasmissione, si è trovato conveniente di distorcere in modo opportuno il segnale prima dell'ingresso del cavo.

Il dispositivo utilizzato per la « predistorsione » è un egualizzatore a resistenza costante inserito tra l'uscita del preamplificatore e l'ingresso dell'amplificatore di potenza a monte del cavo. Con un opportuno progetto si è ottenuta una buona uniformità di trasmissione nella banda da 50 a 6000 Hz. Il risultato finale si raggiunge attenuando le basse frequenze all'entrata dell'amplificatore di potenza ed esaltando le frequenze più elevate (oltre 1500 Hz). In conseguenza il detto amplificatore può lavorare con un guadagno medio in potenza superiore a quello normale, perchè non si devono temere i sovraccarichi, che facilmente si verificano alle basse frequenze durante una trasmissione musicale. Risulta pure la possibilità di diminuire il numero dei punti di controllo lungo il cavo, data la minore facilità dei sovraccarichi.

G. Ga.

MATERIALI.

M. von Ardenne — **L'applicazione di schermi-relè di blenda in ricevitori per proiezione, funzionanti ad accumulazione con tubi a raggi catodici.** (T. F. T., maggio 1939, XXVIII, 5, pag. 180-184, con 6 fig.).

In una precedente comunicazione [1] sono stati preconizzati metodi e dispositivi per costruire schermi per tubi riceventi a raggi catodici, funzionanti secondo un principio di accumulazione dei segnali per tutta la durata di una immagine. Tali tubi sarebbero atti a comandare, mediante l'utilizzazione di effetti elettro-ottici, l'intensità di un fascio luminoso fornito da una sorgente locale, in modo da ottenere proiezioni su vasta area, e di elevata luminosità, della immagine ricevuta.

---

[1] M. von Ardenne: Metodi e dispositivi di « accumulazione » nella ricezione televisiva - T.F.T., 1938, XXVII, p. 518; A. F., 1939, VIII, p. 415.

Si riferiscono ora talune ricerche intraprese per esaminare le caratteristiche di materiali idonei a costituire schermi siffatti e vengono formulate alcune proposte relative all'attuazione degli stessi.

Il materiale che pare più adatto allo scopo è il cristallo di blenda. Lamine di esso, tagliate secondo opportune giaciture, presentano infatti una doppia rifrazione elettro-ottica nel senso del campo elettrico, da cui si può trarre partito al fine desiderato. Con un dispositivo di misura, descritto particolareggiatamente, sono state ricavate le caratteristiche di tale effetto e ne sono stati stabiliti i limiti di linearità. Con schermi costituiti dalla giustapposizione di tali lamine — molto sottili al fine di ridurre l'effetto perturbatore della doppia rifrazione naturale di cui il materiale è dotato e che è, del resto, correggibile mediante compensatori — si possono ottenere soddisfacenti rendimenti ottici con tensioni massime, applicate alle facce dello schermo, dell'ordine di 4500 V (limite superiore di linearità del fenomeno).

D'altro canto, mediante l'emissione secondaria prodotta dagli elettroni del fascio esploratore che colpiscono la faccia anteriore dello schermo, si possono produrre su questo gradienti di potenziale fino a 10^5 V/cm. Conviene per altro ricoprire la faccia anteriore dello schermo di uno strato isolante e trasparente, costituito da una sostanza dotata di un fattore di emissione secondaria maggiore, a parità di velocità degli elettroni primari, di quello del solfuro di zinco, che è alquanto elevato e richiede perciò forti potenziali acceleratori.

In quanto alla disponibilità di cristalli di blenda si osserva che quelli naturali sono rari e sovente otticamente impuri; onde si dovrà ricorrere alla produzione artificiale, la quale non presenta particolari difficoltà se si adottano le cautele necessarie ad evitare che il solfuro di zinco cristallizzi in forma di wurzite o di cristalli misti otticamente inattivi.

L'autore preconizza schermi provvisti sulla faccia superiore di una superficie riflettente in modo che i raggi luminosi attraversino due volte, in senso inverso, lo strato otticamente attivo. Sono in corso ulteriori ricerche intese a risolvere i numerosi problemi fisici e tecnologici che la costruzione di simili apparati comporta; cosicchè la questione, sebbene sembri avviata a soluzione, è tuttavia da considerarsi ancora in fase preliminare.

E. Cr.

MISURE.

G. Opitz — **Misure di decremento secondo il procedimento del quoziente.** (H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio 1939, LIII, **1**, pag. 27-33, con 8 fig.).

In radiotecnica è invalso l'uso di esprimere la qualità di una bobina mediante il rapporto $Q = \frac{\omega L}{R}$, detto precisamente « fattore di qualità ».

La maggior parte dei numerosi metodi usati per la sua determinazione non presentano la possibilità pratica di costruire un'apparecchiatura di uso semplice e sicuro, che fornisca questa grandezza Q con un'unica lettura diretta. Ciò può essere invece conseguito in modo soddisfacente con il metodo descritto nel presente lavoro e basato sul fatto noto che, in un circuito in risonanza, il rapporto fra la tensione che si manifesta ai capi della bobina o del condensatore e la f.e.m., immessa nel circuito mediante un accoppiamento, è in relazione al fattore di qualità della bobina, supposte trascurabili, o comunque note, le perdite del condensatore.

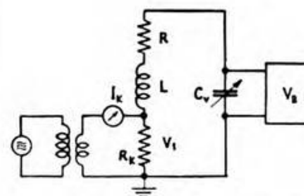


Fig. 1. — Circuito attuato mediante accoppiamento attraverso una resistenza ohmica.

L'accoppiamento tra il circuito in esame ed il generatore può essere ottenuto per mezzo di una resistenza ohmica R_K (fig. 1), oppure mediante un partitore capacitivo (fig. 2) od induttivo (fig. 3).

Nel primo caso, la tensione V_1 applicata al circuito in esame si deduce dalla lettura della corrente I_K, che percorre la resistenza R_K di valore noto. Poichè la resistenza introdotta nel circuito deve essere piccola e possibilmente trascurabile rispetto a quella, R, del circuito stesso, occorre inserire la termocoppia, per la misura di I_K, com'è indicato nella figura 1. In condizione di risonanza, la corrente è in essa praticamente uguale a quella I_K in R_K, se è soddisfatta la condizione $R_K \ll R$. Ciò non risulta verificato in tutti i casi, potendo R assumere valori dell'ordine del decimo di ohm, mentre appare difficile, se non impossibile, ottenere resistenze d'accoppiamento di pochi millesimi, prive d'effetto di pelle e d'induttanza residua.

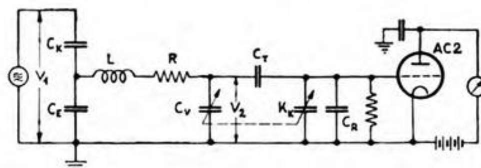


Fig. 2. — Circuito attuato mediante accoppiamento capacitivo.

Il metodo con partitore capacitivo e quello con partitore induttivo sono sostanzialmente identici. Viene trattato più diffusamente il primo, poichè di più facile e sicura attuazione pratica. Esso è stato applicato nell'apparecchio che viene descritto in questo lavoro, costruito dalla ditta tedesca Rohde e Schwarz.

Lo strumento ha due portate, una per la lettura dei valori di Q compresi tra 100 e 600, l'altra per valori inferiori a 100.

La relazione:

$$[1] \qquad \frac{V_2}{V_1} = k\sqrt{Q^2 + 1}, \quad \text{ove} \quad k = \frac{C_K}{C_E},$$

tra le tensioni V_1 e V_2 e Q, mostra come vi sia stretta proporzionalità tra V_2 e Q per valori non troppo piccoli di Q, supposta costante la tensione V_1. La taratura in Q della portata maggiore discende quindi immediatamente da quella in V_2 del voltmetro di uscita e dalla conoscenza di k e V_1. Nella taratura della portata inferiore si tiene invece conto della lieve deviazione dalla proporzionalità, deviazione che si va accentuando verso i valori piccoli di Q. L'applicazione della relazione [1] presuppone tuttavia che il rapporto k sia dell'ordine dei millesimi e che sia costante nella gamma di frequenze prevista per lo strumento, cioè da 10^5 fino a 10^7 Hz. Causa la presenza dell'induttanza residua L_E nel condensatore C_E, k dipende dalla frequenza, poichè la capacità effettiva di esso tende ad aumentare nel rapporto da 1 a $1/(1 - \omega^2 L_E C_E)$, al crescere di ω. È pertanto necessario ridurre L_E al minimo e scegliere i valori di C_E relativamente bassi. Un grafico riproducente la verifica sperimentale di k mostra come, facendo uso di un condensatore da 12 000 μμF di costruzione particolare, si sia ottenuto un andamento perfettamente costante di k fino a circa 15 MHz.

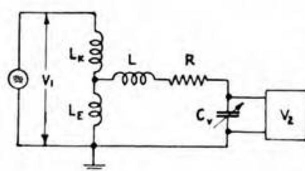


Fig. 3. — Circuito attuato mediante accoppiamento induttivo.

Il passaggio alla portata minore viene ottenuto coll'inserzione di un condensatore di 3000 μμF al posto di quello da 12 000 μμF.

Il fatto di assumere valori relativamente bassi di capacità per il condensatore C_E rispetto a quello massimo del condensatore C_v, variabile tra 50 e 1100 μμF, importa che col crescere della capacità di quest'ultimo si misura una parte successivamente decrescente della tensione esistente ai capi del circuito. L'inconveniente viene eliminato rendendo variabile il rapporto $C_T/(C_R + K_K)$ del partitore previsto per la misura di V_2, per mezzo di un piccolo condensatore variabile K_K da 3 μμF, accoppiato meccanicamente al condensatore C_v e derivato ai capi di quello fisso C_R da 30 μμF. Per la portata inferiore la correzione così fatta risulta insufficiente; è da presumere che essa venga completata mediante l'opportuna taratura della scala corrispondente.

Per la precisa indicazione della tensione V_1 si fa uso di un diodo rettificatore, che fornisce l'esatto valore di cresta; l'applicazione di esso richiede che il generatore dia una tensione priva di armoniche e che la resistenza effettiva del diodo sia sufficientemente alta per non provocare distorsioni nella forma d'onda.

La tensione V_2 viene misurata per mezzo di un voltmetro elettronico munito di un triodo del tipo AC2. Come si è già accennato, la misura

non avviene direttamente, ma attraverso un partitore di tensione con coefficiente $C_T/(C_R + K_K)$ uguale a circa 1/10. Si ottiene in tal modo che le perdite introdotte nel circuito dal voltmetro determinino soltanto un errore del 3 % in corrispondenza di $Q = 600$.

La capacità di entrata del triodo si dispone in parallelo a C_R; scegliendo C_R di valore all'incirca dieci volte superiore a quello della prima, si evita che le variazioni di questa si ripercuotano sfavorevolmente sul partitore.

L'apparecchio permette la misura di induttanze comprese tra 0,5 μH e 20 mH. La precisione nella misura di Q è superiore a ± 5 % fino a $Q = 600$ e diminuisce per valori maggiori, la cui determinazione è possibile diminuendo la tensione di entrata e basandosi sul rapporto V_2/V_1. Per valori alti di Q acquistano importanza notevole la perdita del voltmetro e, soprattutto, la resistenza del condensatore variabile; si afferma che questa è stata mantenuta inferiore al centesimo di ohm. Sembra dunque confermata la superiorità dell'accoppiamento capacitivo su quello ohmico, per il quale nelle apparecchiature finora costruite si sono dovute assumere resistenze di accoppiamento di alcuni centesimi di ohm.

G. H.

F. C. WILLIAMS e R. K. BEATTIE — **Amplificatore per oscillografo a più canali.** (W. E., marzo 1939, XVI, 186, pag. 126-133, con 14 fig.).

È descritto un apparecchio che permette l'osservazione simultanea di più oscillogrammi con un solo tubo a raggi catodici. Ciascuna delle

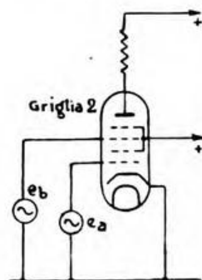


Fig. 1. — Esodo amplificatore a funzionamento intermittente.

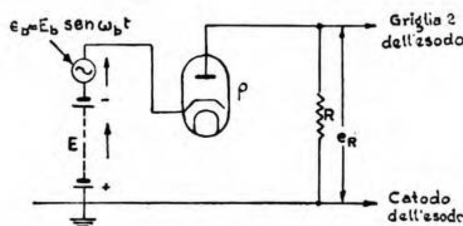


Fig. 2. — Generatore di tensione pulsante per ottenere il funzionamento intermittente dell'esodo amplificatore.

n grandezze, di cui si vogliono ottenere contemporaneamente gli oscillogrammi, viene applicata alle placche Y del tubo a raggi catodici, mediante un amplificatore ad n canali a funzionamento intermittente.

Ciascun canale comprende un esodo (fig. 1), alla cui corrente di griglia viene impressa la forma d'onda della tensione e_a da esaminare.

Il funzionamento intermittente è ottenuto facendo variare rapidamente la tensione della griglia esterna fra lo zero e il valore di interdizione. Ciò si effettua mediante il circuito di figura 2, cui corrisponde il diagramma di figura 3. Volendo procurare n canali, bisogna che sia $\overline{bc}/\overline{ac} = 1/n$ e che si producano n tensioni di commutazione, aventi tutte l'andamento della figura 3 ma fasi differenti di $2\pi/n$ l'una rispetto all'altra.

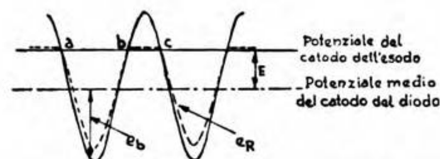


Fig. 3. — Tensione pulsante ottenuta dal circuito di figura 2.

Per la frequenza di commutazione (pulsazione ω_b) è conveniente il valore di 50 Hz (facilmente ottenibile dalla rete di alimentazione) per

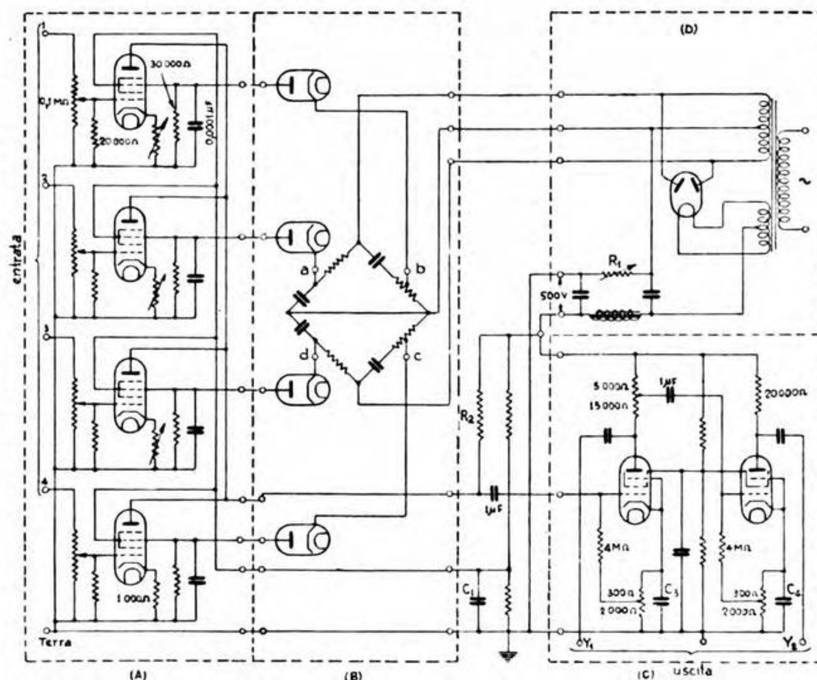


Fig. 4. — Amplificatore per oscillografo a quattro canali.

analisi di grandezze con frequenza fra 200 Hz e 1500 kHz, ed il valore di 1500 Hz (ottenibile mediante apposito oscillatore) per analisi di grandezze con frequenza minore di 200 Hz.

La figura 4 dà il circuito completo di un amplificatore a quattro

canali. I punti *a*, *b*, *c*, *d* possono anche collegarsi ad un altro ponte, alimentato da un oscillatore a 1500 Hz, omesso nel disegno. La polarizzazione *E* da dare alla tensione di commutazione (il rapporto $\overline{bc}/\overline{ac}$ è funzione di E/e_b: vedasi la figura 3) è ottenuta mediante la resistenza R_1, che si regola sperimentalmente in modo da conseguire la minima discontinuità nella commutazione. Le resistenze nei circuiti dei catodi degli esodi devono essere regolate in modo da avere eguali correnti anodiche in assenza di segnale. Sui circuiti di griglia non vi sono condensatori e ciò permette di tracciare anche tensioni costanti. È importante adottare circuiti di entrata e circuiti di polarizzazione puramente resistivi, perchè altrimenti possono aversi costanti di tempo dell'ordine di grandezza della frequenza di commutazione, ciò che dà luogo ad oscillogrammi nebulosi. La tensione di uscita fra gli anodi dell'amplificatore bilanciato (*C*) deve essere dell'ordine di 180 V massimi. L'amplificazione effettiva è circa 8. La resistenza R_2 è scelta in modo che alla massima deviazione gli amplificatori intermittenti raggiungano il limite del loro regime lineare. La risposta dell'amplificatore deve essere costante fra 50 Hz e 500 kHz.

Sono riportati due esempi di applicazione dell'amplificatore descritto.

G. Cl.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

A. Esau, E. Ahrens e W. Kebbel — **La trasparenza di cortine di fili alle onde elettromagnetiche.** (H. F. Techn. u. El. Ak., aprile 1939, LIII, 4, pag. 113-115, con 5 fig.).

Viene esaminata sperimentalmente l'influenza di una cortina di fili metallici sulla propagazione delle onde elettromagnetiche.

La cortina è costituita da fili di rame di raggio *r*, paralleli fra loro, posti in un piano ad intervalli di valore costante *d*. L'altezza e la larghezza del telaio che contiene i fili sono grandi rispetto all'intervallo *d* e alla lunghezza d'onda λ. Anche *d* è grande rispetto ad *r*.

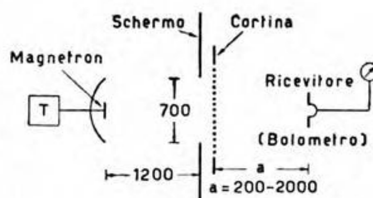


Fig. 1. — Schema del dispositivo adottato per la misura della trasparenza di cortine di fili metallici.
(Le quote sono indicate in millimetri).

Il dispositivo di misura è indicato in figura 1. La sorgente d'onde elettromagnetiche è un dipolo alimentato da un generatore a magnetron e posto nel fuoco di uno specchio metallico parabolico. La frequenza è variabile da $4 \cdot 10^9$ a 10^{10} Hz. Le onde, limitate da uno schermo, vengono inviate perpendicolarmente alla cortina metallica. L'intensità della radiazione che attraversa la cortina viene misurata per mezzo di un bolometro posto in un ramo di un ponte di Wheat-

stone. L'elongazione dello strumento è proporzionale al quadrato dell'intensità del campo incidente. Il bolometro è costituito da un'ampolla di vetro in cui è stato racchiuso un piccolo dipolo contenente nella parte centrale un filo di Wollaston.

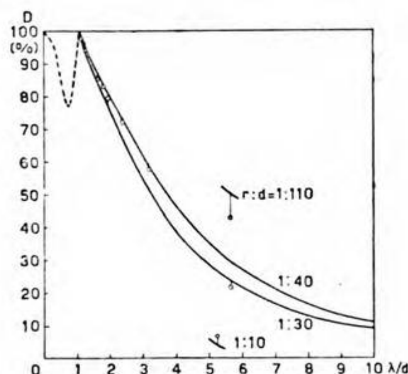


Fig. 2. — Trasparenza di cortine.

La trasparenza della cortina si ottiene come rapporto dei valori misurati dal bolometro con la cortina e senza.

Viene prima esaminato per una sola cortina l'andamento della trasparenza al variare della frequenza, per diversi valori di d e di r, con campo elettrico incidente parallelo alla direzione dei fili: dipolo trasmittente, fili e dipolo del bolometro erano paralleli. Il grafico di figura 2 dà la dipendenza della trasparenza dal valore di λ/d per diversi valori del rapporto r/d. Per grandi valori di λ/d (cortina stretta) la trasparenza D è piccola e si avvicina assintoticamente al valore zero; col diminuire di λ/d essa cresce costantemente e per $\frac{\lambda}{d} = 1$ raggiunge quasi il valore 100 %; la cortina è allora quasi completamente trasparente. Per $\frac{\lambda}{d} < 1$ dapprima D diminuisce e poi raggiunge nuovamente il valore 100 % per valori molto piccoli di λ/d.

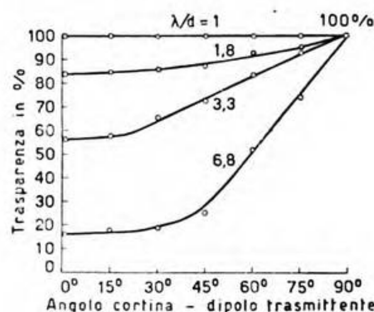


Fig. 3. — Trasparenza delle cortine in funzione dell'angolo fra la direzione dei fili della cortina e quella del dipolo trasmittente: dipolo trasmittente e dipolo ricevente invariati.

Ulteriori ricerche, effettuate con due cortine parallele, mostrano che la trasparenza varia periodicamente col variare della loro reciproca distanza: essa ha massimi per distanze $(2n - 1)\,\lambda/4$ e minimi per distanze $2n\,\lambda/4$ (ad esempio, per $\frac{\lambda}{d} = 1{,}6$ ed $\frac{r}{d} = \frac{1}{40}$, con una cortina si ha $D = 85$ %; con due cortine D raggiunge nei massimi il 95 % e scende nei minimi al 60 %).

Sono state eseguite anche altre prove interessanti. La figura 3 riporta le misure della trasparenza con i dipoli, trasmittente e ricevente, normali fra loro, in funzione dell'angolo α formato dalla direzione dei fili della

cortina e dalla direzione nella quale giace il dipolo trasmittente. Per $\frac{\lambda}{d} = 1$ la cortina è trasparente per qualsiasi valore di α; per $\frac{\lambda}{d} > 1$ la trasparenza si avvicina ad 1 col crescere di α. Per $\alpha = 90^o$ la cortina è sempre completamente trasparente

Queste cortine metalliche presentano una notevole azione di polarizzazione del campo elettrico. Siano α l'angolo formato dalla direzione del dipolo trasmittente e dai fili della cortina, e β quello che si deve avere tra i fili stessi e la direzione del dipolo ricevente perchè sia massima l'elongazione nel bolometro; α e β non sono eguali e la loro differenza varia con α, come si può vedere in figura 4. Per piccoli angoli la direzione di polarizzazione segue la direzione dei fili. Facendo crescere α al di sopra di 20° la polarizzazione del campo elettrico varia bruscamente: il campo diventa normale alla direzione dei fili e mantiene questa direzione per tutti i valori di α maggiori di 30°.

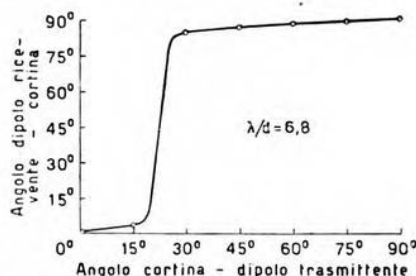


Fig. 4. — Dipendenza dell'angolo formato dal dipolo ricevente e dalla direzione dei fili della cortina, da quello formato dalla direzione dei fili e dal dipolo trasmittente, per una cortina con $\frac{\lambda}{d} = 6,8$.

Tutti questi risultati sperimentali sono stati trovati in accordo con quelli teorici di cui prossimamente verrà data notizia.

G. G.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

P. C. Sandretto — **Alcuni principi di progetto dei radioapparati fissi per servizi aeronautici.** (Proc. I. R. E., gennaio 1939, XXVII, 1, pag. 5-11, con 13 fig.).

In un impianto completo per il collegamento radiotelegrafico e radiotelefonico di un aeroporto con gli aerei delle varie linee da esso irradiantisi, è spesso concentrato, in un'area relativamente ristretta, un numero elevato di apparati. Tale sistemazione provoca dannose e pericolose interferenze, peggiorate dal fatto che l'intervallo complessivo delle frequenze occupate dalla totalità dei canali di comunicazione non consente una grande separazione tra i canali stessi.

Vengono qui esaminate accuratamente le cause d'interferenza, sia per quanto riguarda il ricevitore, sia per quanto riguarda il trasmettitore, e si mette in luce la difficoltà di eliminare l'interferenza dei canali adiacenti, dovuta al fatto che la distorsione negli stadi a frequenza acustica del trasmettitore genera armoniche le quali oltrepassano la

banda consentita a ciascun canale. A conclusione di questo esame si propone di inserire tra l'antenna ed il primo tubo del ricevitore un sistema altamente selettivo, il quale abbia una caratteristica di trasmissione lineare fino a forti valori della tensione d'ingresso; esso potrà operare una buona discriminazione senza produrre modulazione incrociata. La soluzione migliore è quella rappresentata da un risuonatore a quarzo, la cui lavorazione deve essere almeno tanto accurata quanto quella dei quarzi per oscillatori, essendo il quarzo tagliato in modo da evitare la formazione di risonanze multiple.

Oltre a ciò risulta conveniente inserire nel trasmettitore, tra l'ultimo amplificatore a frequenza acustica ed il modulatore, un filtro passa-basso che tagli tutte le frequenze superiori a 2500 Hz (o al massimo 3500 Hz, se si vuole una migliore intelligibilità).

Con questi accorgimenti un ricevitore ha fornito una ricezione libera da interferenze fino alla distanza di circa 15 m dall'antenna di un trasmettitore, la cui frequenza differiva di 35 kHz da quella di accordo del ricevitore. Per ottenere il medesimo risultato senza il filtro passa-basso nel trasmettitore la distanza doveva essere aumentata fino a circa 2 km.

R. S.

RICEVITORI.

J. F. Farrington — **Ricevitore con comando automatico della selettività, sensibile alle interferenze.** (Proc. I. R. E., aprile 1939, XXVII, 4, pag. 239-244, con 8 fig.).

Data la grande difficoltà di spiegare bene al pubblico come utilizzare correttamente il comando di selettività, di cui molti ricevitori moderni sono muniti, e gl'inconvenienti derivanti da un uso non appropriato, si è presto sentito il bisogno di rendere automatica la regolazione, in modo da fare funzionare sempre il ricevitore nelle migliori condizioni. Per raggiungere lo scopo è necessario attuare un dispositivo che possa in ciascun caso valutare le interferenze periodiche e aperiodiche, e scegliere corrispondentemente la selettività che soddisfi al migliore compromesso tra fedeltà di riproduzione e protezione contro le interferenze.

Il fruscio interno dei ricevitori ed il livello medio dei disturbi forniscono un criterio medio, che conduce a stabilire tra l'apertura di banda e l'intensità del segnale ricevuto una relazione non troppo complessa. Alle prove pratiche tale criterio si è però rivelato insufficiente, dovendosi tenere anche conto dell'intensità di stazioni interferenti, funzionanti nei due canali adiacenti.

È stato allora attuato un sistema di comando automatico di selettività più complesso, composto delle seguenti parti:

a) Variatore della larghezza di banda: un amplificatore a frequenza intermedia con tre filtri di banda e due tubi amplificatori, che ha la larghezza di banda, regolata da due tubi ausiliari, entro l'intervallo 2-10 kHz.

b) Comando della selettività: dalla griglia del secondo tubo amplificatore è derivata una tensione a media frequenza che, ulteriormente amplificata e rivelata con un diodo, comanda i due tubi regolatori della larghezza di banda seguendo la legge già studiata per il caso di sola interferenza aperiodica.

c) Comando automatico di volume, di tipo speciale: si ottiene mediante due tensioni di regolazione; l'una, erogata da un amplificatore selettivo accordato su 10 kHz e derivato nella parte ad audiofrequenza del ricevitore, comanda l'amplificazione dell'amplificatore a media frequenza, già descritto; l'altra regola l'amplificazione dei tubi che precedono, e si ottiene sommando la tensione di uscita di un diodo, alimentato in parallelo al diodo che comanda la selettività, con la tensione di un diodo alimentato da una tensione prelevata subito a monte dell'amplificatore a frequenza intermedia, ed amplificata in uno speciale stadio a banda larga, ed altresì con una tensione regolata manualmente mediante un potenziometro.

Il complesso funziona nel senso di variare l'amplificazione del ricevitore in dipendenza dalle interferenze; siccome la larghezza di banda è regolata dall'ampiezza del segnale sulla griglia del secondo tubo amplificatore a media frequenza, per una data ampiezza di segnale all'ingresso, i vari circuiti descritti regolano questa ampiezza riducendola tanto più quanto più intense sono le interferenze, e quindi, attraverso alla caratteristica scelta per il comando automatico di selettività, riducono la larghezza di banda.

Numerosi diagrammi illustrano il principio di funzionamento delle varie parti del complesso; il risultato sperimentale sembra anche essere molto favorevole.

G. C.

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

In un articolo pubblicato in *Electronics* del maggio 1939, F. D. Merrill Jr. dà particolari costruttivi e consigli pratici relativi **all'attuazione di pianoforti elettronici**; questi sono normali pianoforti in cui le variazioni di capacità fra le corde in vibrazione ed elettrodi fissi affacciati a breve distanza vengono utilizzate per generare tensioni elettriche ai capi di un circuito simile a quello di un microfono elettrostatico (fig. 1).

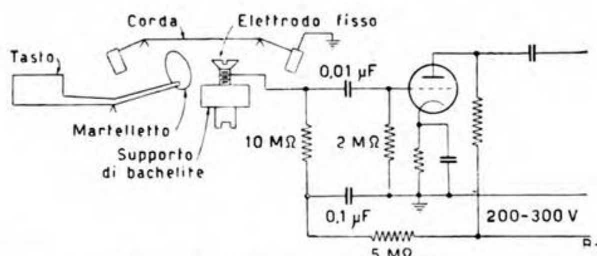


Fig. 1. — Schema di principio di pianoforte elettronico.

Gli elettrodi fissi, in numero di uno per ogni corda o gruppo di corde della stessa nota, sono costituiti dalle teste piane di comuni viti (diametro delle teste: circa 12,5 mm) di cui, in sede di regolazione, deve essere possibile aggiustare le singole distanze dalle corde.

Dato l'alto valore dell'impedenza del circuito d'ingresso del preamplificatore, è necessario ridurre al minimo la lunghezza del collegamento fra conduttore collettore degli elettrodi fissi e preamplificatore. Occorre inoltre schermare elettrostaticamente l'interno del pianoforte.

L'amplificatore di potenza e l'altoparlante possono essere interni o esterni (soluzione da preferirsi) al mobile del pianoforte.

Ni. Al.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Le **osservazioni sulla propagazione spaziale di frequenze superiori a 40 MHz**, eseguite sistematicamente a New York mediante la ricezione delle emissioni televisive di Berlino, Londra e Parigi, e illustrate da

D. R. Goddard nel numero di gennaio 1939 dei *Proc. I. R. E.*, indicano una rilevante divergenza tra i risultati delle misure di campo e le previsioni che è possibile fare in base alle misure dell'altezza apparente e della frequenza critica dello strato F_2. Le correzioni, che si possono introdurre per tener conto del fatto che la propagazione avviene probabilmente con due riflessioni successive, non sono ancora sufficienti a mettere d'accordo i risultati delle due differenti serie di esperienze. Soltanto se si considera la possibilità di dover aumentare del 20 % il valore della massima frequenza utilizzabile, introducendo la correzione dovuta alla polarizzazione di Lorentz, si giunge ad un reale progresso verso la convergenza dei risultati.

Le misure di ricezione indicano la possibilità che la propagazione avvenga lungo percorsi divergenti dal cerchio massimo che congiunge il trasmettitore con il ricevitore. Inoltre risulterebbe anche la possibilità che diversi percorsi venissero seguiti contemporaneamente da due raggi emessi e ricevuti dagli stessi apparati.

R. S.

***

A cominciare dall'estate del 1934, sono diventate sempre più regolari, in America, le comunicazioni tra dilettanti, con frequenza di 56 MHz, superanti distanze comprese all'incirca tra 600 e 1900 km. I dati forniti dagli stessi dilettanti sono interpretabili ammettendo che nella propagazione delle onde elettromagnetiche di quella frequenza si verifichi un « salto », il quale produrrebbe una larga zona di silenzio nell'intervallo compreso tra le stazioni comunicanti ed il silenzio completo al di là di esse. La zona di ricezione è spesso molto ristretta, estendendosi per una larghezza variabile tra 80 e 300 km. Il fenomeno è stato interpretato ammettendo occasionali aumenti della densità di ionizzazione dello strato E ad un'altezza apparente compresa tra 110 e 130 km.

Nel numero di gennaio 1939 dei *Proc. I. R. E.* la possibilità di **riflessioni sporadiche sullo strato E nella ricezione di 56 MHz** è esaminata da E. H. Conklin per mezzo di un confronto critico tra i dati di ricezione e le misure ionosferiche, con incidenza verticale, eseguite a Washington. Tale studio porta a confermare la verosimiglianza della teoria su esposta; i dati disponibili sono però ancora insufficienti per consentire affermazioni precise. Osservazioni sistematiche sarebbero d'altra parte desiderabili, soprattutto perchè una conoscenza sicura delle probabilità di interferenze può essere utile per stabilire un criterio di scelta delle frequenze e della posizione geografica delle trasmittenti televisive.

R. S.

TUBI ELETTRONICI.

Nel numero di febbraio 1939 dei *Proc. I. R. E.*, W. C. Hahn e G. F. Metcalf descrivono una nuova categoria di tubi elettronici destinati esclusivamente al funzionamento ad altissima frequenza, che essi chia-

mano **tubi con modulazione di velocità.** Lo scopo che gli autori si propongono è quello di ridurre la dissipazione di potenza a radiofrequenza nella griglia e nell'anodo.

Nei tubi ordinari la tensione alternativa della griglia di comando produce una variazione periodica dell'intensità della corrente elettronica, e quindi una variazione periodica della carica spaziale sul piano della griglia. Quando la frequenza è molto elevata, si ha in conseguenza una corrente dovuta a induzione elettrica nel circuito di griglia, alla quale corrisponde una dissipazione a radiofrequenza.

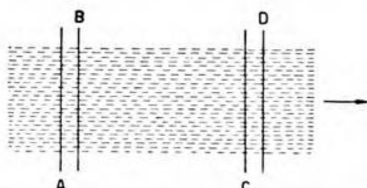


Fig. 1. — Disposizione schematica della griglia nei tubi con modulazione di velocità.

Gli autori propongono di modificare l'azione della griglia di comando in modo che la tensione a radiofrequenza provochi localmente una variazione periodica della velocità degli elettroni in corrispondenza della griglia, senza variare la densità di carica spaziale; ciò è possibile perchè alle altissime frequenze, non essendo il tempo di transito trascurabile di fronte al periodo, il prodotto della densità per la velocità (corrente) varia lungo il percorso degli elettroni. La corrente elettronica che attraversa la griglia è allora costante, ma formata da elettroni con velocità variabile. Successivamente si può trasformare la modulazione di velocità della corrente elettronica in una modulazione di intensità e utilizzare la corrente elettronica variabile per indurre elettricamente nell'anodo la corrente ad alta frequenza. Inoltre il collettore di elettroni può essere un elettrodo supplementare, sul quale essi possono essere raccolti con bassa velocità, riducendo così anche la dissipazione anodica.

La modulazione di velocità si ottiene con la disposizione riportata nella figura 1, in cui le linee tratteggiate rappresentano le traiettorie elettroniche e le rette *A*, *B*, *C* e *D* i piani di altrettanti elettrodi. I quattro elettrodi hanno la stessa tensione continua, mentre la tensione a radiofrequenza è impressa tra gli elettrodi *B*, *C*, collegati fra loro, e gli elettrodi *A*, *D*, connessi a terra. Se il tempo di transito da *A* a *B* e da *C* a *D* è trascurabile di fronte al periodo della radiofrequenza, e se il tempo di transito da *B* a *C* è prossimo a un multiplo dispari del semiperiodo, il fascio elettronico uscente dal sistema di elettrodi ha velocità variabile, ma non densità variabile.

Per convertire la modulazione di velocità in modulazione di intensità sono esposti tre metodi. Il primo, definito « metodo di conversione per deviazione », consiste nel separare gli elettroni aventi diverse velocità mediante un campo elettrico o magnetico deviatore; gli elettroni con velocità superiore alla media, o quelli con velocità inferiore, formano un fascio a intensità variabile. L'attuazione richiede un aggiustamento

piuttosto critico delle tensioni ed una schermatura contro l'influenza di campi esterni.

Il secondo metodo, detto « di conversione per galleggiamento », consiste nell'abbandonare il fascio elettronico in uno spazio privo di campo; evidentemente, per effetto della diversa velocità degli elettroni, nelle diverse sezioni del fascio si producono in uno spazio sufficientemente esteso addensamenti e rarefazioni di elettroni lungo il fascio, ossia si ottiene la modulazione di intensità desiderata. La profondità di codesta modulazione cresce col rapporto tra il tempo di transito nello spazio di galleggiamento e il periodo della radiofrequenza; è quindi teoricamente possibile aumentare la conduttanza mutua allungando il detto spazio.

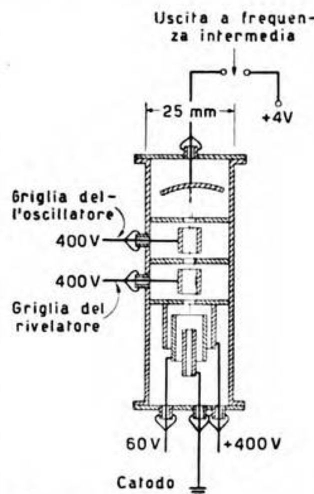


Fig. 2. — Tubo ricevitore con conversione a campo frenante.

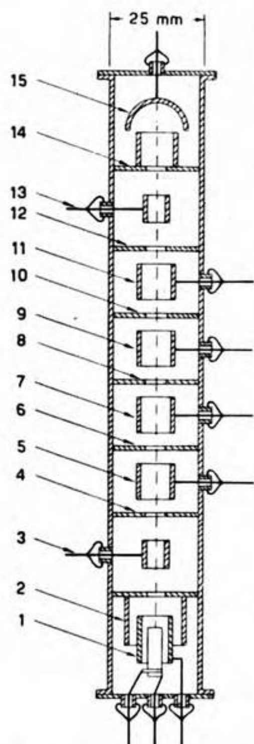


Fig. 3. — Tubo amplificatore con conversione a galleggiamento.

Il terzo metodo, detto « di conversione per campo frenante », utilizza un campo ritardatore, il quale riflette gli elettroni in punti in cui il potenziale uguaglia la loro energia cinetica. Usando un elettrodo per raccogliere gli elettroni aventi velocità uguale o superiore alla media, quelli a velocità inferiore vengono riflessi e formano un fascio con densità variabile. Riflettendo invece tutti gli elettroni, poichè quelli più veloci penetrano più addentro nel campo ritardatore, si ottiene lo stesso risultato con rendimento maggiore.

L'anodo, destinato ad essere influenzato per induzione dalla corrente elettronica con densità variabile, può avere utilmente la stessa forma della griglia. In pratica gli elettrodi *A* e *D* sono piani forati, quelli *B* e *C* sono riuniti in uno solo di forma tubolare.

Secondo i principi esposti sono stati attuati tubi oscillatori. Con

una corrente elettronica di meno di 1 mA furono ottenute facilmente oscillazioni di $\lambda = 14$ cm con tensioni di uscita dell'ordine del volt. Mediante tubi aventi correnti elettroniche di 30 mA furono ottenuti circa 4 W di radiofrequenza con $\lambda = 50$ cm.

La figura 2 rappresenta lo schema di un tubo per ricevitore a supereterodina che fu fatto funzionare con $\lambda = 37$ cm e frequenza intermedia di 18 MHz. La figura 3 rappresenta invece un amplificatore a galleggiamento capace di funzionare fra 50 e 200 MHz con mutua conduttanza di 200-300 μS. Gli elettrodi 1 e 2 costituiscono il sistema acceleratore del fascio elettronico, 3 è la griglia di comando, 13 l'anodo; gli elettrodi intermedi servono a mantenere concentrato il fascio durante il galleggiamento. La lunghezza complessiva del tubo è di 18 cm. Utilizzando come concentratori opportuni campi magnetici si sono ottenuti 50 W di uscita utile, con un rendimento del collettore del 20-30 %, ad una frequenza di 360 MHz.

R. S.

NUOVI APPARECCHI

Microfoni piezoelettrici.

Le ben note proprietà piezoelettriche del sale di Rochelle sono state utilizzate per costruire microfoni con ottimo successo. Gli apparecchi così attuati offrono infatti parecchi vantaggi rispetto a quelli di altro tipo: presentano una più ampia gamma di frequenze, una buona sensibilità e non necessitano di alimentazione.

Un microfono piezoelettrico è costituito, nella sua parte essenziale,

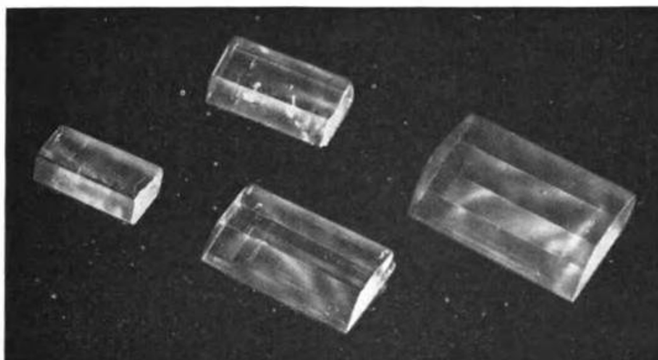


Fig. 1. — Cristalli di sale di Rochelle.

da due sottili laminette di cristallo di sale di Rochelle (tartrato doppio sodico-potassico) (fig. 1), tagliate normalmente all'asse elettrico (asse *a* della figura 2) ed incollate con resina. Quando un siffatto elemento è sottoposto a flessione, si manifestano sugli elettrodi, applicati sulle due piastrine, differenze di potenziale proporzionali alla forza agente.

Nel microfono piezoelettrico a membrana l'elemento costituito dalle due piastrine è imperniato fra due ancorine a forma di V, una delle quali è fissata al supporto, e l'altra alla membrana costituita da una

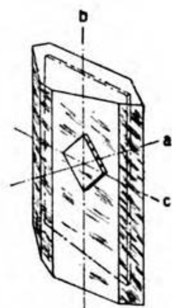


Fig. 2. — Assi e taglio di un cristallo di sale di Rochelle.

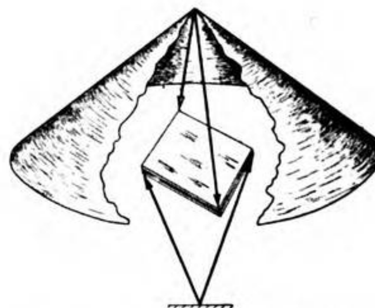


Fig. 3. — Schema di montamento dell'unità piezoelettrica.

sottile lamina conica in duralluminio. Nella figura 3 sono schematicamente raffigurati la cellula e il sistema di fissamento.

La caratteristica di frequenza di un apparecchio così costituito è

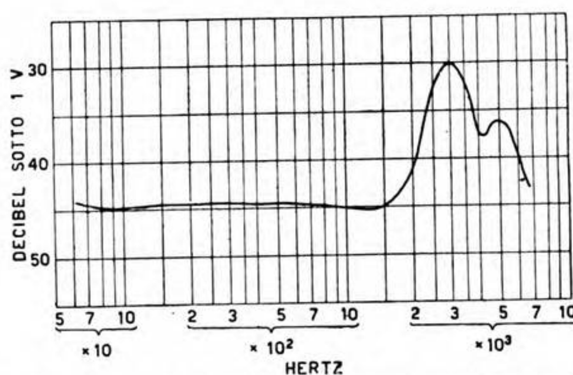


Fig. 4. — Curva di risposta di un microfono piezoelettrico S.A.F.A.R.: pressione sonora 5 dine/cm².

praticamente lineare fra 30 e 1500 Hz, mentre presenta un picco, del resto non troppo pronunziato, intorno a 3000 Hz; vengono riprodotte frequenze fino ad oltre 10 000 Hz (fig. 4).

Mentre i microfoni a caratteristica di frequenza praticamente lineare in tutta la gamma acustica sono indispensabili per la fedele riproduzione della musica, quelli che hanno una maggiore sensibilità per frequenze

comprese fra 1000 e 5000 Hz, sono particolarmente adatti per la riproduzione della parola, poichè la maggiore sensibilità negli acuti ne aumenta in misura non trascurabile l'intelligibilità.

Il microfono piezoelettrico descritto è quindi soprattutto adatto per uso telefonico, per la trasmissione della voce, attraverso amplificatori negli impianti di audiodiffusione, per la modulazione di stazioni trasmittenti e per usi analoghi.

L'impedenza interna di questi microfoni è capacitiva: di circa 130 000 Ω alla frequenza di 1000 Hz.



Fig. 5. — Microfono S.A.F.A.R. lenticolare.



Fig. 6. — Microfono S.A.F.A.R. da tavolo.

Le figure 5 e 6 rappresentano due tipi costruttivi diversi, uno lenticolare per uso generale, l'altro da tavolo, più particolarmente indicato per impianti di audiodiffusione.

Tali microfoni sono stati progettati e vengono costruiti dalla S.A.F.A.R., che ha sviluppato altresì metodi propri industriali per la riproduzione ed il taglio dei cristalli. Oltre che per le ragioni già esposte, meritano anche per un altro motivo notevole diffusione: le uniche materie prime occorrenti sono alluminio, bachelite, tartrato sodico-potassico, materie tutte di produzione italiana; essi rappresentano quindi un contributo a favore dell'autarchia nazionale.

M. E. F.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Corso di elettrologia per stranieri. — L'Istituto Nazionale per le Relazioni Culturali con l'Estero prende quest'anno l'iniziativa di organizzare, in collaborazione con il Centro Volpi di Elettrologia, un corso di conferenze illustrative per laureati e laureandi stranieri, dedicato ai progressi italiani nel campo dell'elettrologia e delle sue applicazioni industriali.

Il corso, che avrà luogo a Venezia nelle aule del Palazzo Vendramin nella seconda quindicina di settembre e che verrà concluso con un viaggio nei principali centri industriali e di ricerca scientifica della Penisola, ha lo scopo di far conoscere ai tecnici ed agli studiosi stranieri, che si interessano per la loro normale attività ad una branca qualsiasi dell'elettrologia, le attuazioni più recenti ed interessanti della scienza, della tecnica e dell'industria nazionale in questo ramo; e di creare utili relazioni e contatti personali fra tecnici italiani e tecnici stranieri.

Saranno temi delle conferenze — sempre con riferimento all'attività in Italia — le utilizzazioni idroelettriche, la rete ed i sistemi di interconnessione e scambi di energia, le industrie elettrochimiche, le industrie geotermiche, le elettrificazioni ferroviarie, le comunicazioni elettriche ed il servizio radioelettrico, lo stato attuale delle ricerche elettrotecniche, le industrie di costruzione di materiale elettrico, la storia del contributo italiano alla elettrotecnica mondiale.

È prevista una particolare organizzazione (distribuzione di dispense delle conferenze tradotte nelle principali lingue, assistenza di interpreti, e così via) atta a permettere la partecipazione anche di coloro che non conoscono affatto, o conoscono poco, la lingua italiana.

Agli iscritti al corso saranno accordate notevoli facilitazioni sia per il viaggio sia per le spese di vitto e di alloggio a Venezia e nelle varie località che verranno visitate.

Il programma particolareggiato e più ampie informazioni possono essere richiesti alla Segreteria del Corso di Elettrologia presso l'Istituto Nazionale per le Relazioni Culturali con l'Estero (via Lazzaro Spallanzani, 1-A, Roma).

Re.

Vol. VIII - N. 7 Luglio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Après avoir rappelé les différents types de wattmètres électroniques, on examine le fonctionnement de l'un d'eux, qui est fondé sur les propriétés des tubes à deux grilles de commande, dans le but d'obtenir la plus grande sensibilité et la moindre erreur; les conclusions théoriques sont en accord avec les résultats expérimentaux.

On donne le schéma réalisé, la courbe d'étalonnage et les résultats des essais relatifs à l'influence des variations de la fréquence, du facteur de puissance et des tensions d'alimentation et de chauffage, sur les indications de l'instrument.

Quelques graphiques résument les résultats des mesures de pertes à vide d'un transformateur de modulation.

Dans un bref aperçu historique d'introduction il est fait mention que l'origine de la technique de la phototélégraphie date de presque un siècle et qu'un des pionniers a été l'italien Giovanni Caselli qui, le premier, a inventé et réalisé vers 1855 un système efficace de transmission électrique des images.

On examine un schéma général de système de transmission moderne, en considérant particulièrement les fréquences en jeu et la forme des tensions fournies par l'appareil balayeur de transmission.

On donne une description d'une méthode pour transformer les signaux à amplitude variable en signaux à amplitude constante et durée variable, de façon à rendre possible la transmission des demi-teintes. En effet les signaux à amplitude variable, produits par les images ayant des demi-teintes ressentent beaucoup les effets du fading pendant la transmission.

On détermine ensuite les limites de la vitesse de transmission et de la définition, et on passe en revue les appareils modernes terminaux de transmission et de réception, ainsi que les divers systèmes de synchronisation entre l'appareil transmetteur et l'appareil récepteur. Une brève description est enfin donnée des applications modernes de cette branche de la technique des communications.

SOMMAIRE

Vol. VIII - N. 7 Luglio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. VIII - N. 7 Luglio 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT



ING. R. S. NICOLÒ, *Direttore responsabile*

Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. VIII - N. 8-9 (PUBBLICAZIONE MENSILE) AGOSTO-SETTEMBRE 1939-XVII

ALTA FREQUENZA



RIVISTA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

VOL. VIII AGOSTO-SETTEMBRE 1939-XVII N. 8-9

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Résumés en langue française - English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. VIII Agosto-Settembre 1939-XVII N. 8-9

ALTA FREQUENZA



Prove su cavi coassiali.

L'incremento notevole, avutosi di recente negli studi sui cavi coassiali e nel loro sviluppo tecnico, è stato essenzialmente promosso dalle esigenze di quelle applicazioni dei cavi, per le quali ha precipuo interesse che sia minima l'attenuazione: da un lato, nella tecnica delle onde metriche, il collegamento tra i trasmettitori e le antenne, dati i valori estremamente alti della frequenza; dall'altro lato, nel campo della telefonia, i collegamenti con frequenze portanti, che non sono molto elevate, ma devono essere trasmesse a distanze considerevoli.

Per la misura del coefficiente di attenuazione delle linee di trasmissione per radiofrequenze sono stati in passato proposti numerosi metodi; ma questi difficilmente si adattano ai cavi coassiali. Nel presente fascicolo il dottore MALATESTA descrive un nuovo metodo di misura, che è bene applicabile ai cavi coassiali ed è particolarmente adatto per frequenze molto alte. Può sorprendere, come nonostante la relativa abbondanza della letteratura tecnica, tale metodo non sia stato già preso in considerazione, dato anche che concettualmente è molto semplice; ma esso sembra tuttora inedito, e la notevole mole di risultati sperimentali raccolti dall'autore dimostra che, quando il circuito sia attuato in maniera corretta, esso è inoltre di uso rapido e facile.

Stabilizzazione di frequenze altissime.

Nel progressivo sviluppo della tecnica degli apparati per onde molto brevi, quali le metriche, si è fatto sentire a mano a mano più vivo il bisogno di una buona stabilità della frequenza delle oscillazioni stesse: si può infatti allora migliorare il ricevitore elevandone la selettività

con la tipica soluzione del cambiamento di frequenza, e si può quindi aumentare l'utilizzazione di un determinato campo di frequenze, avvicinando tra loro i canali relativi alle diverse emissioni.

Il quarzo è senza dubbio il mezzo più adatto per ottenere le più alte stabilità, ma esso non consente di produrre direttamente frequenze tanto alte, cosicchè è necessario ricorrere a moltiplicazioni di frequenza. Queste, in apparati di piccola potenza, costituiscono una complicazione, e portano un aumento di costo, considerevoli; si cerca perciò di ricavare dal piezooscillatore le frequenze massime possibili, compatibilmente con un funzionamento soddisfacente, e un notevole progresso in questo senso è stato determinato dalle piastrine di quarzo vibranti in armonica, con le quali si possono ora ottenere direttamente frequenze di 20 o 30 MHz, con una stabilità veramente buona.

Com'è naturale, per frequenze così alte anche i circuiti dei piezooscillatori devono essere scelti in modo opportuno e l'accuratezza della loro esecuzione ha importanza essenziale sul risultato. Un nuovo circuito di piezooscillatore, particolarmente adatto per frequenze molto alte, è descritto dal collega BOELLA; esso ci appare come uno sviluppo logico di uno schema già da tempo noto, rispetto al quale presenta indubbiamente specifici vantaggi.

Misure elettriche e scienza delle costruzioni.

Nel ricercare la soluzione di numerosi problemi della scienza delle costruzioni, ed in particolare di quelli che si riferiscono alla resistenza dei materiali, risulta evidente quanto sia pregevole l'ausilio che può offrire la tecnica delle misure elettriche nella determinazione sia di sforzi (tensioni o pressioni) prodotti da deformazioni, sia di spostamenti, sia in genere di vibrazioni.

Già fin dal suo primo numero (1) « Alta Frequenza » presentava ai lettori un'ampia rassegna delle numerose apparecchiature elettriche che, utilizzando i più diversi principi, erano state ideate per la misura degli spostamenti relativi di elementi solidi. Ed ha poi sempre cercato, nel sèguito, di dar notizia degli altri più importanti apparecchi via via studiati. Sarebbe lungo, se non impossibile, elencare le esigenze svaria-

(1) G. SACERDOTE: Metodi elettrici per la misura di pressioni e di spostamenti - A. F., 1932, I, p. 16.

tissime che possono presentarsi nei casi pratici, ed i modi escogitati per farvi fronte; risulta tuttavia, anche ad un esame superficiale del problema, che il tipo più adatto di dispositivo dev'essere scelto caso per caso, poichè a tutt'oggi non ne esiste alcuno che sia capace di soddisfare appieno ad un vasto campo di applicazioni.

Il tensiometro a nastro vibrante, di cui tratta l'ingegnere EGIDI, non è nuovo nel principio. Ma risulta qui studiato con molta cura, fino a determinarne le condizioni di massima sensibilità, ed è per di più presentato nella forma di apparecchio a lettura diretta, a differenza delle attuazioni precedenti, che prevedono la necessità di una misura per confronto. È chiaro, che se le misure con metodi di paragone possono considerarsi superiori nel caso di ricerche di laboratorio, esse presentano invece svantaggi notevoli nel caso di prove di carattere tecnico, da effettuare rapidamente e fuori di ambienti attrezzati in modo speciale.

Il tensiometro è previsto per la misura di sforzi in travature metalliche o di cemento armato, ed è attuato mediante un nastro vibrante; la determinazione si deduce col calcolo dalla conoscenza delle variazioni di lunghezza della lamina vibrante: queste producono variazioni della frequenza di vibrazione, facilmente e precisamente determinabili mediante un frequenziometro a lettura diretta. L'esposizione minuta dei tentativi eseguiti fa apparir chiari, accanto alle difficoltà del problema, i pregi della soluzione scelta ed i limiti assoluti, entro cui è possibile effettuare le misure.



Studio e classificazione dei microfoni.

I primi apparecchi elettroacustici di elevata qualità sono stati dei microfoni. I tipi iniziali risalgono ormai a più che venti anni or sono; essi hanno accompagnato, ed in parte anche determinato, lo sviluppo dell'elettroacustica. S'intende qui naturalmente di prescindere dai microfoni a carbone, di gran lunga anteriori, ma di qualità nettamente inferiore e adatti soltanto per le comunicazioni telefoniche.

Si hanno ora a disposizione parecchi tipi di microfoni, concettualmente e costruttivamente assai diversi, anche se ci si limita a tenere conto dei soli che sono giunti ad una perfezione costruttiva tale da farne apparecchi di uso pratico, e se non si considerano quelli rimasti allo schema teorico od allo stadio di apparecchi di laboratorio; chè altrimenti l'elenco sarebbe assai lungo.

Non pare tuttavia che alcuno degli esistenti soddisfi pienamente ed a tutti gli usi: infatti microfoni elettrostatici, elettrodinamici e piezoelettrici si contendono attualmente il campo e sarebbe, riteniamo, assai difficile poter decisamente optare per un tipo piuttosto che per un altro, portando in conto soltanto ragioni tecniche.

In realtà lo scopo che si vuol conseguire mediante un microfono non appare di facile attuazione: si tratta di fornire, mediante un apparecchio di piccole dimensioni, sotto forma di corrente elettrica, un'immagine, quanto più è possibile fedele, dei fenomeni che si svolgono in un campo sonoro, nella grande maggioranza dei casi, tridimensionale: bisogna dunque passare da un fenomeno dipendente da quattro coordinate (tre spaziali ed una di tempo) ad un fenomeno bidimensionale. Saranno possibili varie soluzioni altrettanto lecite, e diverse.

Giusta quindi appare l'osservazione, su cui l'ingegnere GIGLI imposta la classificazione dei microfoni, secondo la quale ogni suddivisione di microfoni in classi ed ogni studio ordinato delle loro proprietà devono attuarsi fissando la grandezza del campo sonoro alla quale il microfono è sensibile, poichè a seconda della grandezza scelta si avranno, in genere, rappresentazioni elettriche diverse, anche se sostanzialmente altrettanto fedeli. Per l'utente è della massima importanza sapere se il microfono sia a pressione, a gradiente di pressione od a velocità; di scarsa o nulla importanza invece (salvo che per i riflessi nella costruzione dell'amplificatore microfonico), conoscere se il microfono sia elettrostatico, piezoelettrico od elettrodinamico: classificazione che è la più usualmente adoperata per distinguere i vari tipi.

Dell'importanza essenziale, che presenta la natura del legame fra campo sonoro e apparecchio, offrono un brillante esempio i recentissimi microfoni tubolari, attuati in due tipi diversi in America ([2]), i quali, appunto in grazia dello speciale legame fra ente acustico e microfono vero e proprio, hanno proprietà direzionali del tutto singolari. Essi meriterebbero un ampio esame, ma è intanto da segnalare che il loro studio suscita l'interesse di ogni competente di tecnica delle comunicazioni per le suggestive analogie formali con la teoria delle antenne direttive.

Qualunque ne sia il tipo, il microfono deve riprodurre ugualmente

([2]) W. P. MASON a. R. N. MARSHALL: A tubolar directional microphone - J. A. S. A., 1939, X, p. 206.
H. F. OLSON: Line microphones - Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 438.

bene le varie frequenze della gamma acustica normale: tutti i microfoni oggi conosciuti, i quali rientrano nei quattro casi teoricamente più convenienti di trasformazione meccanico-elettrica illustrati dall'articolo, hanno una caratteristica di frequenza ugualmente soddisfacente. Maggiori differenze fra tipo e tipo si riscontrano nella sensibilità, che, valutata come quoziente fra la tensione elettrica e la pressione acustica, è un indice del rendimento della trasformazione: il rendimento risulta sempre estremamente basso, ma la cosa non ha grande importanza dato l'uso degli amplificatori a tubi elettronici.



Se la varietà nei tipi attuali dei microfoni risponde ad una necessità tecnica per il momento non superabile, nasce spontaneo il desiderio di qualche previsione sugli sviluppi futuri, soprattutto nei riguardi dell'aumento della sensibilità.

Tale aumento non appare facile nei microfoni piezoelettrici (che attualmente detengono il primato), se non attraverso l'uso di qualche elemento cristallino avente proprietà piezoelettriche più vistose di quelle, per altro già notevoli, dei sali di Rochelle. Maggiori speranze si possono invece nutrire nei riguardi dei microfoni elettrodinamici, legati all'uso di magneti permanenti, poichè i progressi compiuti, e che si vanno compiendo, nelle leghe ferromagnetiche sono tali da autorizzare buone speranze.

I microfoni elettrostatici appaiono per molti rispetti inferiori a quelli ora considerati, ma ne esistono presentemente sul mercato alcuni tipi, nei quali la precisione raggiunta nell'attuazione meccanica è tale, che sarà probabilmente assicurata loro lunga vita. Il microfono elettrostatico è a tutt'oggi il solo che possa essere tarato con notevole esattezza, e che dia serie garanzie di stabilità delle caratteristiche nel tempo: è quindi uno strumento fondamentale per un laboratorio. Il fatto inoltre che la sua costruzione non sia legata all'uso di materiali speciali è pregio che non si deve trascurare.

Al microfono a carbone, che abbiamo finora lasciato al di fuori di queste considerazioni, perchè presenta qualità nettamente più scadenti, è tuttavia riservato, e lo sarà ancora per molto tempo, il vastissimo ed importante campo delle comunicazioni telefoniche. Ciò anche in grazia di perfezionamenti notevoli attuati in tipi recenti, e resi possibili da studi profondi, ed anche geniali, condotti incessantemente sulle proprietà dei granuli di carbone, sia in laboratori di pura ricerca, sia in laboratori annessi ad industrie.

Registrazione automatica di curve di livello.

L'automatizzazione delle misure alletta spesso per i pregi che ne conseguono, di rapidità, comodità e possibilità di esecuzione anche da parte di personale non particolarmente esperto. L'estensione di essa, tuttavia, che urta contro difficoltà varie, soprattutto costruttive, perchè la precisione non abbia a soffrirne, deve limitarsi a quei casi in cui effettivamente siano da eseguire ripetutamente misure sempre dello stesso genere; l'attuarla richiede poi assidue cure anche di carattere meccanico e tecnico.

Le registrazioni di curve di livello in funzione della frequenza rientrano nel genere di misure che, in un laboratorio di comunicazioni elettriche, si ripetono numerosissime. L'apparecchiatura, che l'ingegnere FERRARI-TONIOLO presenta fra i « Nuovi Apparecchi », può essere molto opportunamente compresa fra quei complessi di misura per i quali l'automatizzazione è raccomandabile e costituisce un reale progresso. Dànno ampie garanzie, circa la convenienza di questa e la fedeltà dei risultati, le cure che si sono dedicate alla progettazione e all'allestimento del complesso, nonchè le attente verifiche sperimentali cui esso è stato sottoposto.

LA REDAZIONE.

MISURA DEL COEFFICIENTE DI ATTENUAZIONE DI CAVI COASSIALI PER FREQUENZE ALTISSIME

SANTE MALATESTA

Viene descritto un nuovo metodo per la misura del coefficiente di attenuazione di cavi coassiali per frequenze altissime, nel campo delle onde metriche e decametriche, basato sulla misura del coefficiente di risonanza della linea in regime di onde stazionarie. Una relazione semplice permette di passare dal valore del coefficiente di risonanza a quello del coefficiente di attenuazione del cavo per la medesima frequenza. Questo metodo può essere applicato direttamente anche a spezzoni di notevole lunghezza e può, quindi, servire come efficace e rapido controllo di una produzione industriale. Il metodo è stato applicato per il confronto di esemplari di cavi con diverse strutture, per i quali si riferiscono i risultati ottenuti.

1. - Introduzione.

I due dati che direttamente interessano il tecnico, nelle applicazioni di linee o cavi di trasmissione per radiofrequenze sono: l'impedenza caratteristica, che ha importanza per l'adattamento della linea di trasmissione ai circuiti che essa deve collegare, e il coefficiente di attenuazione, dal quale dipende il rendimento di trasmissione e quindi la possibilità di effettuare un efficiente collegamento a maggiore o minore distanza.

Il valore dell'impedenza caratteristica viene di solito calcolato in base agli elementi geometrici della linea; per i casi più comuni, se si può ammettere che la permeabilità elettrica e magnetica del mezzo nel quale sono immersi i conduttori siano quelle dello spazio vuoto, valgono le seguenti formole [1]: per una linea bifilare,

[1] $$Z_0 = 276 \log_{10} \frac{b}{a} ,$$

dove a è il raggio dei due conduttori e b è la distanza tra i loro centri; per un cavo coassiale,

[1] F. E. TERMAN: El. Engng., 1934, LIII, p. 1046.

[2] $$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{c}{d} ,$$

dove c è il raggio interno del conduttore esterno e d è il raggio esterno del conduttore interno.

La determinazione del coefficiente di attenuazione invece non è, in generale, assoggettabile a previsioni teoriche, ma deve essere eseguita sperimentalmente e risulta abbastanza laboriosa. A tale scopo sono stati proposti parecchi metodi che si basano su diverse proprietà delle linee; molti di essi, però, o non possono essere applicati a misure in frequenze altissime, o richiedono che la linea sia accessibile in tutti i punti, oppure che essa sia di notevole lunghezza. Questi diversi metodi saranno più accuratamente esaminati in seguito, quando verranno trattate le proprietà della linea, dalle quali essi scaturiscono.

Allo scopo di effettuare misure su cavi coassiali, con frequenze altissime, nel campo delle onde metriche e decametriche, è stato recentemente elaborato presso il R. I. E. C. di Livorno un metodo, che sembra non precedentemente sfruttato e meritevole di essere segnalato, sia per la buona accuratezza che esso consente nelle misure, sia per la relativa facilità di sua attuazione e per la sua adattabilità a casi tecnici diversi. Esso è basato sul fatto che un tronco di linea quando è sede di onde stazionarie, si comporta come un risuonatore il cui coefficiente di risonanza ε è espresso dalla formola:

[3] $$\varepsilon = \frac{\pi}{\alpha \lambda_i} ,$$

dove α è il coefficiente di attenuazione per unità di lunghezza e λ_i è la lunghezza d'onda della propagazione dell'oscillazione nella linea. Come nei circuiti oscillatori ordinari, anche in questo caso la determinazione sperimentale di ε non presenta eccessive difficoltà; naturalmente, per una data lunghezza della linea è possibile effettuare le misure solamente su un numero discreto di frequenze, per le quali si hanno in essa formazioni di onde stazionarie, ma è importante osservare che il valore del coefficiente di risonanza, per una determinata frequenza, non dipende dalla lunghezza della linea. È quindi possibile eseguire le misure direttamente su spezzoni di cavo di notevole lunghezza, e perciò questo metodo consente anche un efficace e rapido controllo della produzione.

Per ricavare la relazione [3] è opportuno ricordare alcune considerazioni teoriche sulle linee.

2. - Propagazione di un'oscillazione in una linea.

Le equazioni della propagazione di un'oscillazione lungo una linea, bifilare o concentrica, indicando con V ed I i valori della tensione e della corrente in corrispondenza di una « sezione » normale alla linea, sono:

[4] $$\begin{cases} \dfrac{d^2V}{dx^2} = \gamma^2 V \\ \dfrac{d^2I}{dx^2} = \gamma^2 I \,, \end{cases}$$

dove γ è una costante complessa, detta costante di propagazione della linea, che è legata alla resistenza R, alla conduttanza G, alla induttanza L e alla capacità C per unità di lunghezza della linea, dalla formola:

[5] $$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \,.$$

Gli integrali generali delle [4] sono:

[6] $$\begin{cases} V = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x} \\ Z_0 I = A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x} \,, \end{cases}$$

dove e è la base dei logaritmi neperiani, A_1 ed A_2 sono due costanti complesse dipendenti dalle condizioni ai limiti e Z_0 è l'impedenza caratteristica della linea, espressa dalla relazione:

[7] $$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \,.$$

Ponendo nella prima delle [6], $\gamma = \alpha + j\beta$, si ha:

[8] $$V = A_1 e^{-(\alpha+j\beta)x} + A_2 e^{(\alpha+j\beta)x} = A_1 e^{-\alpha x} \cdot e^{-j\beta x} + A_2 e^{\alpha x} \cdot e^{j\beta x} \,.$$

Il primo termine di V, quale risulta dalla [8], rappresenta la propagazione lungo la linea di un fenomeno ondulatorio di lunghezza d'onda:

[9] $$\lambda_i = \frac{2\pi}{\beta} \,;$$

la sua ampiezza $A_1 e^{-\alpha x}$ subisce una diminuzione progressiva, dovuta alla presenza del fattore esponenziale $e^{-\alpha x}$, mentre la velocità di propagazione è:

[10] $$v = \frac{\lambda_i\, \omega}{2\pi} = \frac{\omega}{\beta} \,.$$

La costante β è la così detta costante di fase o costante di lunghezza d'onda e il suo significato appare chiaro dalla [9]. La costante α, che compare nel fattore esponenziale $e^{\alpha x}$, è detta attenuazione specifica o attenuazione per unità di lunghezza della linea; il suo prodotto per la lunghezza di un tronco di linea l, dà il logaritmo naturale del rapporto fra i moduli delle tensioni V_1 e V_2 all'inizio e al termine del tronco stesso:

[11] $$\alpha\, l = \log \frac{|V_1|}{|V_2|} \,.$$

Riguardo al secondo termine della [8], si ha:

$$A_2 e^{(\alpha+j\beta)x} = A_2 e^{(\alpha+j\beta)(x+l-l)} = A_2 e^{(\alpha+j\beta)l} e^{-(\alpha+j\beta)(l-x)} .$$

Poichè l è un valore fisso, $A_2 e^{(\alpha+j\beta)l}$ è una costante che si può indicare con A_2' e perciò:

[12] $$A_2 e^{(\alpha+j\beta)x} = A_2' e^{-\alpha(l-x)} e^{-j\beta(l-x)} ;$$

il secondo termine della [8] rappresenta pertanto una propagazione del tutto analoga a quella relativa al primo termine, ma procedente in senso inverso, ed è dovuta alla riflessione delle onde all'estremo della linea opposto a quello dove è applicato il generatore.

Sommando e sottraendo le due equazioni [6], si ottiene:

[13] $$\begin{cases} A_1 = \dfrac{V + Z_0 I}{2} e^{\gamma x} \\ A_2 = \dfrac{V - Z_0 I}{2} e^{\gamma x} . \end{cases}$$

Dalla [12] e dalla [13] risulta che il secondo termine della [8] si annulla se la linea è infinitamente lunga o se l'impedenza $\frac{V}{I}$ è, in un suo punto, uguale all'impedenza caratteristica Z_0. Tale osservazione conduce a due metodi di misura dell'attenuazione α.

In uno di questi (²) la linea è chiusa sull'impedenza caratteristica Z_0; allora manca la propagazione riflessa ed α può essere determinato mediante la [11] misurando V_1 e V_2. In questo metodo, oltre alla necessità di conoscere bene Z_0, occorre che la linea sia molto lunga, perchè il rapporto fra V_1 e V_2 sia determinabile con sufficiente approssimazione.

L'altro metodo (³) invece usa una linea molto lunga, così che la propagazione inversa viene praticamente a mancare; la tensione è misurata lungo la linea e dai valori trovati, mediante la [11], α può essere determinato. Agli inconvenienti già detti, si aggiunge quello che la linea deve essere accessibile in vari suoi punti per la misura della tensione.

Come è stato detto, se la linea non è infinita o non è chiusa sulla sua impedenza caratteristica, la propagazione si riflette all'estremo della linea; se all'estremità la linea è aperta, o chiusa in cortocircuito, la riflessione è totale.

Quando la linea è aperta, alla sua estremità la corrente è zero e perciò la propagazione riflessa si inizia con corrente zero; se si vuole che anche all'entrata della linea si abbia un nodo di corrente (accoppiamento di tensione), l'insieme delle onde incidenti e riflesse dà luogo ad un sistema di onde stazionarie aventi massima ampiezza nel caso in cui la lunghezza della linea sia uguale a un numero pari di quarti di lunghezza

(²) L. SOKOLOW: Ann. der Phys., 1927, LXXXIII, p. 1136.
(³) M. J. O. STRUTT: E. N. T., 1930, VII, p. 280.

d'onda. Quando invece l'estremo è in cortocircuito, la tensione è zero all'estremità e si hanno onde stazionarie di ampiezza massima se la lunghezza della linea è un numero dispari di quarti di lunghezza d'onda.

Sulla formazione di onde stazionarie è pure basato un sistema per misurare l'attenuazione della linea (4); qualora la linea non avesse attenuazione, nei nodi la tensione dovrebbe essere zero; a causa dell'attenuazione, invece, essa ha un valore finito. Dalla distribuzione dei valori di tensione nei nodi, determinata quando la linea all'estremo è aperta, può essere calcolata l'attenuazione. Con questo sistema la linea deve essere accessibile, almeno in corrispondenza ai nodi, e ciò presenta evidenti difficoltà nei cavi coassiali.

Nei riguardi del generatore, analogamente a quanto avviene in tutti i fenomeni di formazione di onde stazionarie, la linea si comporta come un risuonatore, con risonanza di tensione in entrambi i casi, poichè in risonanza risulta massima l'impedenza all'entrata. Analogamente, per altri valori di frequenza, per i quali si abbia all'inizio un ventre di corrente, la linea si comporta come un risuonatore a risonanza di corrente. Per studiare questo fenomeno occorre calcolare l'impedenza presentata dalla linea al suo inizio, quando si ha il regime di onde stazionarie.

3. - Impedenza di entrata della linea.

Supponiamo che siano V_1 e I_1 la tensione e la corrente all'estremo x_1 della linea; se allora si sostituiscono nella [8] ad A_1 e A_2 i valori che le [13] forniscono nella condizione $x = x_1$, si ottiene:

$$V = V_1 \frac{e^{\gamma(x_1 - x)} + e^{-\gamma(x_1 - x)}}{2} + Z_0 I_1 \frac{e^{\gamma(x_1 - x)} - e^{-\gamma(x_1 - x)}}{2} ;$$

una relazione analoga si ha per la I.

Applicando le formole di Eulero delle funzioni iperboliche, queste relazioni divengono:

$$[14] \qquad \begin{cases} V = V_1 \cosh \gamma (x_1 - x) + Z_0 I_1 \operatorname{senh} \gamma (x_1 - x) \\ Z_0 I = V_1 \operatorname{senh} \gamma (x_1 - x) + Z_0 I_1 \cosh \gamma (x_1 - x) ; \end{cases}$$

dalle quali, dividendole membro a membro si ottiene l'impedenza Z_x in un punto x della linea, al cui estremo la tensione e la corrente abbiano il valore V_1 e I_1.

Se la linea è aperta all'estremità, si può considerare $I_1 = 0$; nelle [14], allora, scompaiono i termini che contengono I_1 e l'impedenza nel punto x diviene:

$$[15] \qquad Z_{xa} = \frac{Z_0}{\tanh \gamma (x_1 - x)} .$$

(4) H. O. Roosenstein: W. E. a. E. W., 1931, VIII, p. 294.

Se la lunghezza della linea è l, ponendo nella precedente relazione $x = 0$ e $x_1 = l$, l'impedenza all'entrata risulta:

[16] $$Z_{ea} = \frac{Z_0}{\tanh(\alpha + j\beta)\, l} .$$

Se la linea è chiusa, V_1 può essere considerato uguale a zero; e procedendo come sopra, si trova, per l'impedenza all'entrata:

[17] $$Z_{ec} = Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)\, l .$$

Dalla misura dei valori dell'impedenza d'entrata, quando la linea è rispettivamente aperta e chiusa, si può ricavare l'attenuazione (5), ma questo metodo richiede calcoli molto complicati e poco pratici.

Un altro sistema per la misura dell'attenuazione è basato sulla risonanza; M. J. O. Strutt (6) ha trovato che quando la lunghezza della linea è un numero intero di mezze lunghezze d'onda, vale la formola:

$$\cosh \alpha\, l = \frac{|V_1|}{|V_2|} ;$$

V_1 e V_2 sono misurati, ai due estremi della linea, mediante due voltmetri con impedenza interna molto alta. Questo metodo, pur essendo migliore dei precedenti, ha l'inconveniente di richiedere due misure di tensione che differiscono molto poco, specialmente se la linea ha piccola attenuazione, ed è perciò difficile apprezzarne bene il rapporto.

4. - Determinazione del coefficiente di risonanza.

Si è visto che la linea aperta è in risonanza di tensione, e presenta perciò impedenza di entrata massima, quando:

$$l = 2\, n \frac{\lambda_i}{4} .$$

Poichè $\lambda_i = v/f$, essendo v la velocità della propagazione nella linea, le frequenze di risonanza della linea aperta, di lunghezza l, sono date da:

$$f_0 = \frac{n\, v}{2\, l} .$$

Si supponga ora che la frequenza varii intorno a f_0 di una quantità molto piccola, Δf, passando al valore:

$$f = f_0 + \Delta f = \frac{n\, v}{2\, l} + \Delta f ;$$

dalla [9] si deduce, allora:

$$\beta = \frac{2\,\pi}{\lambda_i} = \frac{2\,\pi}{v} f = \frac{\pi\, n}{l} + \frac{2\,\pi\, \Delta f}{v} .$$

(5) A. Hund: Sci. Papers Bureau Standards, 1924, 491, p. 487.
(6) M. J. O. Strutt: W. E., 1933, X, p. 139.

Sostituendo questa espressione di β nella [16] e considerando che $\tanh(u + j\,n\,\pi) = \tanh u$, si ha:

$$Z_{ea} = \frac{Z_0}{\tanh\left(\alpha\, l + j\,n\,\pi + j\,\frac{2\,\pi\,l}{v}\,\Delta f\right)} = \frac{Z_0}{\tanh\left(\alpha\, l + j\,\frac{2\,\pi\,l}{v}\,\Delta f\right)}\;;$$

nella quale essendo $(2\,\pi\,l/v)\Delta f$ e $\alpha\,l$ quantità molto piccole, si può sostituire l'angolo alla tangente ([7]), e si ottiene:

[18] $$Z_{ea} = \frac{Z_0}{\alpha\,l + 2j\,\frac{\pi\,l}{v}\,\Delta f}\;.$$

Analogamente, se la linea è chiusa ed l è uguale a un numero dispari di $\lambda_i/4$, la frequenza di risonanza è:

$$f_0 = \frac{2\,n + 1}{4}\,\frac{v}{l}\;.$$

Nell'intorno di questo valore, con un procedimento analogo al precedente, si ricava per Z_{ec} un'espressione identica alla [18].

È anche possibile scrivere la [18] nella forma:

[19] $$Z_{ea} = \frac{Z_0}{\alpha\,l}\,\frac{1}{1 + 2j\,\frac{\pi}{\alpha\,\lambda_i}\,\frac{\Delta f}{f}}\;;$$

che, qualora si ponga $Z_0/(\alpha\,l) = R_0$ e $\pi/(\alpha\,\lambda_i) = \varepsilon$, è identica alla formola che dà l'impedenza dei circuiti oscillatori ordinari, entro un limitato intorno di f_0, considerando per R_0 la resistenza equivalente del circuito alla frequenza di risonanza, e per ε il suo coefficiente di risonanza.

Si può quindi definire il coefficiente di risonanza di una linea mediante la relazione:

[20] $$\varepsilon = \frac{\pi}{\alpha\,\lambda_i}\;.$$

5. - Misura sperimentale del coefficiente di risonanza di un cavo.

La misura del coefficiente di risonanza può essere eseguita con gli stessi metodi usati per i circuiti oscillatori ordinari; tracciata, perciò, con l'aiuto di un opportuno generatore a frequenza variabile, la curva

---

([7]) Nei cavi esaminati, $(2\,\pi\,l/v)\,\Delta f$ e $\alpha\,l$ non superano rispettivamente i valori di 0,001 e 0,01, per i quali la differenza fra la tangente iperbolica e l'angolo è assolutamente trascurabile. Naturalmente quando l diviene un multiplo molto elevato del quarto di lunghezza d'onda, l'asserzione non è più vera e perciò il metodo non è più applicabile.

di risonanza avente in ascisse la frequenza, e in ordinate valori proporzionali all'impedenza di entrata del cavo, il coefficiente di risonanza risulta espresso da:

$$\varepsilon = \frac{f_0}{f_2 - f_1} , \qquad [21]$$

dove f_0 è la frequenza di risonanza e f_2 ed f_1 sono i valori della frequenza, rispettivamente maggiori e minori di f_0, in corrispondenza ai quali l'impedenza di entrata si riduce a $1/\sqrt{2}$ del valore massimo corrispondente alla risonanza. Se si alimenta il cavo con corrente costante, me-

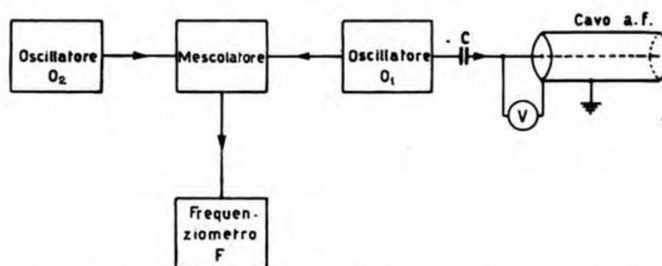


Fig. 1. — Schema di principio dell'apparecchiatura per la misura del coefficiente di risonanza.

diante un generatore di impedenza interna molto maggiore di quella di entrata del cavo, la tensione è proporzionale all'impedenza ed è quindi sufficiente determinare il valore di frequenza f_0 a cui corrisponde un massimo di tensione all'entrata e i due valori f_2 ed f_1 per i quali il valore della tensione si riduce a 0,71 del massimo.

Mentre per la misura di f_0 è sufficiente l'uso di un ondametro di media precisione, la determinazione della differenza $f_2 - f_1$, in base alla misura diretta di f_2 ed f_1 effettuata con un ondametro, è, in genere, insufficientemente precisa. A causa di ciò, per la determinazione del coefficiente di risonanza, si è proceduto a misurare direttamente la differenza $f_2 - f_1$ mediante un generatore ausiliario a frequenza fissa.

Lo schema di principio dell'apparecchiatura usata è indicato nella figura 1. Il cavo è alimentato dall'oscillatore O_1 per mezzo di un condensatore C, variabile, la cui capacità ha sempre un valore tale che la sua reattanza sia notevolmente maggiore dell'impedenza di entrata del cavo. La misura si esegue nel modo seguente: viene regolata la frequenza dell'oscillatore O_1 in modo che il cavo sia in risonanza, il che è rivelato dal voltmetro elettronico V con la sua indicazione massima. La frequenza f_0 è misurata con un ondametro a risonanza. Si regola quindi l'oscillatore O_2 in modo che la frequenza, misurata da F, dei battimenti fra la sua frequenza f' e quella dell'oscillatore O_1 sia uguale a un valore prescelto F'. Lasciando invariata la frequenza f' di O_2, si varia la fre-

quenza di O_1 fino a farle assumere i valori f_2 ed f_1, sopra definiti; le corrispondenti frequenze di battimento, misurate da F, sono allora, rispettivamente:

$$F_2 = f_2 - f'$$
$$F_1 = f' - f_1 .$$

Dalla misura di questi due valori si ottiene la desiderata differenza $f_2 - f_1$ che, sostituita nella [21] insieme col valore di f_0, permette di calcolare ε.

Per ciascun cavo viene eseguita la misura del coefficiente di risonanza in corrispondenza a tutte le frequenze per le quali esso può risonare, ottenendo così la curva del coefficiente di risonanza in funzione della frequenza.

Mediante la [20] si deducono allora le curve di variazione dell'attenuazione specifica in funzione della frequenza o della lunghezza d'onda. È bene ripetere che λ_i è la lunghezza d'onda della propagazione nel cavo e non coincide con la lunghezza d'onda esterna, poichè la velocità v della propagazione nel cavo, data dalla formola [10], è diversa dalla velocità nel vuoto e nell'aria. Per ciascun cavo, λ_i può assumere i valori:

$$\frac{4\,l}{2}\,,\quad \frac{4\,l}{4}\,,\quad \dots\,,\quad \frac{4\,l}{2\,n} \qquad \text{(cavo aperto)},$$

$$4\,l\,,\quad \frac{4\,l}{3}\,,\quad \dots\,,\quad \frac{4\,l}{2\,n+1} \qquad \text{(cavo chiuso a un estremo)}.$$

6. - Schema elettrico e particolari costruttivi.

L'oscillatore O_1 (fig. 2) è del tipo Colpitt; in esso il condensatore C_{15}, a tre armature, è costituito da due condensatori General Radio tipo 568 K, da 50 μμF, collegati in serie, colle armature mobili unite fra loro e alla massa dell'apparecchiatura. L'induttanza L_3 è costituita da varie bobine intercambiabili; l'intera gamma di frequenza di lavoro, da 10 MHz a 95 MHz, è ricoperta con 5 bobine. Il tubo è di costruzione Telefunken, tipo RS 297, che è risultato, dopo varie prove, il più idoneo per ottenere un'oscillazione stabile e di ampiezza costante entro tutto il campo di variazione della frequenza. L'oscillatore O_2 è dello stesso tipo, ma con due tubi RCA 955 (triodi a ghianda), disposti in controfase; il condensatore C_1 è formato da due sezioni, ciascuna delle quali ha una capacità massima di 25 μμF e l'induttanza L_1 è pure costituita da una serie di bobine intercambiabili.

La frequenza differenziale delle due prodotte dagli oscillatori O_1 ed O_2, viene ottenuta mescolando le due oscillazioni in un pentodo a ghianda RCA 954, del quale la prima e la terza griglia sono accoppiate agli oscillatori stessi mediante due riduttori di tensione a capacità. Nel circuito anodico di questo pentodo a ghianda è inserito un circuito oscil-

latorio (C_8, L_2), accordabile nel campo di frequenze tra 800 e 1400 kHz, tarato per confronto con un oscillatore campione. La risonanza di questo circuito oscillatorio è messa in evidenza da un voltmetro elettronico, su

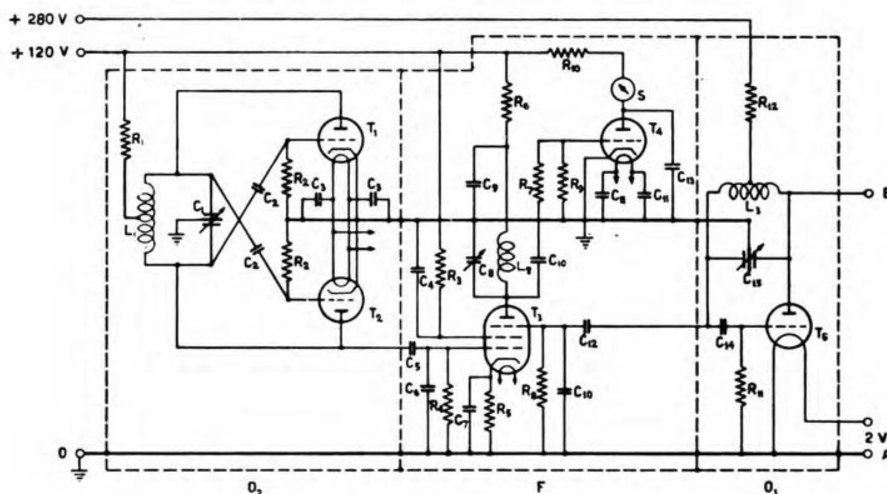


Fig. 2. — Schema elettrico parziale dell'apparecchiatura.

R_1 = 1 kΩ	C_6 = 10 μμF
R_2 = 20 kΩ	C_7 = 0,1 μF
R_3 = 30 kΩ	C_8 = 300 μμF
R_4 = 1 MΩ	C_9 = 500 μμF
R_5 = 1 kΩ	C_{10} = 20 μμF
R_6 = 2 kΩ	C_{11} = 1000 μμF
R_7 = 100 Ω	C_{12} = 1,5 μμF
R_8 = 0,1 MΩ	C_{13} = 1000 μμF
R_9 = 5 MΩ	C_{14} = 10 μμF
R_{10} = 2 kΩ	C_{15} = 50 + 50 μμF
R_{11} = 500 Ω	T_1 = RCA 955
R_{12} = 20 kΩ	T_2 = RCA 955
C_1 = 25 + 25 μμF	T_3 = RCA 954
C_2 = 20 μμF	T_4 = RCA 955
C_3 = 0,01 μF	T_5 = Telefunken RS 297
C_4 = 0,1 μF	S, per 10 mA
C_5 = 3 μμF	

esso derivato, e attuato mediante un triodo RCA 955, funzionante per rettificazione di griglia. Il massimo di tensione a radiofrequenza ai capi del circuito oscillatorio è in corrispondenza al minimo valore della corrente anodica del tubo, misurata da uno strumento S della portata di 10 mA.

I vari circuiti dell'apparecchiatura sono schermati fra loro e disaccoppiati opportunamente in modo da evitare reciproche influenze. Spe-

ciale cura è stata necessaria nella schermatura dei circuiti che servono a misurare la frequenza differenziale. Infatti, in alcune prove con schermatura insufficiente si avevano effetti di risonanza del condensatore C_8 con l'induttanza di alcune connessioni — indipendentemente dal valore dell'induttanza L_2 — per determinati valori della frequenza dell'oscillatore di potenza O_1, e ciò rendeva impossibile la misura della frequenza differenziale. Nonostante l'accurata schermatura e i disaccoppiamenti, sulla griglia del tubo del voltmetro elettronico risultava applicata una tensione alternativa, provocata dall'oscillatore O_1; tale tensione, rettificata nel circuito di griglia, determinava un'indicazione permanente del voltmetro, indipendente dalla frequenza degli oscillatori. L'effetto dannoso è stato eliminato mediante la resistenza R_7, la quale, pur essendo senza effetto apprezzabile per la frequenza differenziale, impedisce il passaggio all'alta frequenza prodotta dagli oscillatori.

L'alimentazione anodica dell'apparecchiatura è fornita da un rettificatore a tensione stabilizzata mediante tubo a gas. L'accensione dei tubi è ottenuta per mezzo di batterie di accumulatori.

Il cavo è collegato all'oscillatore O_1 mediante un condensatore C_1 (fig. 3) di capacità molto piccola, come si è detto, tale che la sua reattanza sia sempre notevolmente maggiore dell'impedenza equivalente del cavo ([8]) — è in tal modo anche evitata qualsiasi influenza di questo sulla frequenza di O_1 — e che è costituito da due dischetti di ottone del diametro di 10 mm e disposti paralleli, con possibilità di variarne la distanza entro ampi limiti.

Le estremità del cavo sono chiuse in due scatole parallelepipede di rame, di 8,5 × 12 × 13 cm³, collegate meccanicamente ed elettricamente, mediante flangie, al conduttore esterno del cavo; esse hanno la funzione di impedire ogni radiazione di energia elettromagnetica dalle estremità del cavo. Nella scatola posta all'entrata del cavo è disposto il voltmetro elettronico per valore massimo, che deve misurare la tensione all'ingresso del cavo; esso è attuato per mezzo di un triodo a ghianda RCA 955, con la griglia collegata all'anodo. La tensione, se ha valori sufficientemente elevati, è dedotta direttamente dalla lettura dello strumento S_1, della portata di 50 μA, disposto in serie alla resistenza R_1 di 2 MΩ. Quando il cavo è molto lungo, per il basso valore della sua impedenza di entrata, la tensione di risonanza è così piccola da non essere misurabile con lo strumento S_1; si ricorre allora all'amplificatore di corrente continua con controreazione, il cui schema è visibile nella parte superiore della figura 3. In esso è T_2 il tubo amplificatore, mentre il

([8]) L'impedenza equivalente del cavo è espressa dalla formola [loc. cit. nota ([1])]:

$$Z_s = \left(\frac{4\,Z_0}{\pi\,n}\right)\varepsilon\,,$$

dove Z_0 è l'impedenza caratteristica, n il numero di quarti di lunghezza d'onda contenuti nel cavo, ed ε il coefficiente di risonanza.

tubo T_3 serve a compensare la corrente anodica di riposo del tubo T_2; lo strumento di misura, inserito nella diagonale del circuito a ponte, costituito dai due tubi e dalle resistenze R_5, R_6 ed R_{10}, può essere notevolmente sensibile: è stato impiegato uno strumento della portata di

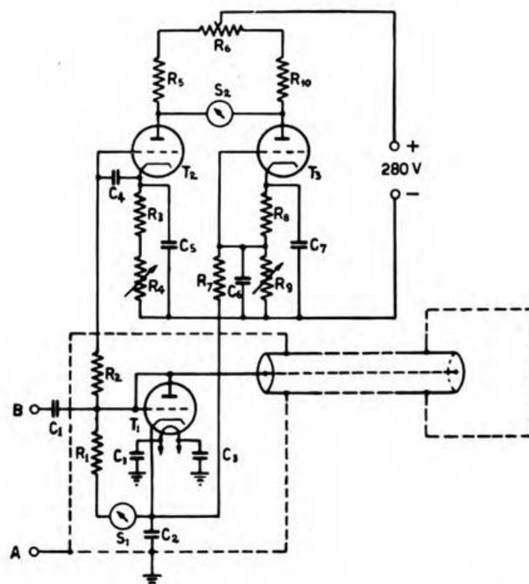


Fig. 3. — Schema del voltmetro elettronico con amplificatore, posto all'entrata del cavo.

R_1 = 2 MΩ	C_2 = 500 μμF
R_2 = 10 MΩ	C_3 = 500 μμF
R_3 = 5 kΩ	C_4 = 0,01 μF
R_4 = 0-12-52-172 kΩ	C_5 = 0,01 μF
R_5 = 1 kΩ	C_6 = 0,01 μF
R_6 = 1 kΩ	C_7 = 0,01 μF
R_7 = 1 MΩ	T_1 = RCA 955
R_8 = 5 kΩ	T_2 = FIVRE 76
R_9 = R_4	T_3 = FIVRE 76
R_{10} = 1 kΩ	S_1, per 50 μA
C_1 = 0,1 ÷ 2 μμF	S_2, per 200 μA

200 μA. Si è scelto lo schema di compensazione con un tubo ausiliario, anzichè con resistenze, come anche spesso si usa, allo scopo di avere una maggiore stabilità dello zero ed evitare eccessive sollecitazioni allo strumento nel periodo di accensione dei tubi. La sensibilità del voltmetro-amplificatore può essere regolata variando la resistenza R_4 di controreazione e contemporaneamente la resistenza R_9, in modo da mantenere

l'equilibrio del ponte. Queste due resistenze devono assumere valori approssimativamente uguali: con 0, 12, 52 e 172 kΩ, la portata del voltmetro, per deviazione a fondo di scala dello strumento, è rispettivamente di 2,4, 7, 25 e 60 V. Naturalmente, per effetto della controreazione, quanto più grandi sono le resistenze R_4 ed R_9, tanto maggiore è la stabilità dell'amplificatore.

È stato attentamente verificato che la presenza del voltmetro all'i-

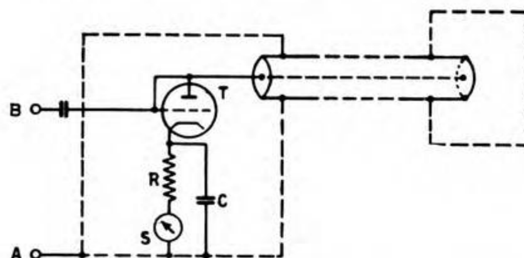


Fig. 4. — Altro tipo di voltmetro elettronico.

$R = 2$ MΩ S, per 50 μA
$C = 500$ μμF T = RCA 955

nizio del cavo non introduca nelle misure un errore apprezzabile. L'impedenza di entrata dei cavi sperimentati non è, in alcun caso, inferiore a 10^4 Ω; d'altra parte, nelle misure col cavo chiuso all'estremità si è constatato che i risultati sono identici sostituendo il voltmetro elettronico ora descritto con altro attuato secondo lo schema della figura 4, per il quale la resistenza equivalente di entrata è uguale alla metà del valore ohmico della resistenza impiegata, cioè, nel caso attuale, ad 1 MΩ. Ciò significa che, anche per le frequenze notevolmente elevate, il valore della resistenza inserita in parallelo al diodo nello schema della figura 3 si mantiene relativamente elevato e tale da costituire una causa di errore del tutto trascurabile per queste misure.

7. - Risultati delle misure.

Col metodo ora esposto sono stati esaminati vari campioni di cavi, alcuni dei quali costruiti espressamente a scopo sperimentale, altri invece di produzione industriale corrente.

I cavi sperimentali 1, 3, 4 e 5 sono tutti conformi alla disposizione costruttiva indicata nella figura 5, con isolatori di frequenta, ma differiscono l'uno dall'altro per la struttura dei conduttori esterno ed interno; essi presentano tutti l'impedenza caratteristica di 95 Ω.

Nel cavo 1 il conduttore interno è un tondino di rame del diametro di 4 mm e quello esterno è un tubo di rame del diametro interno di

20 mm ed esterno di 25 mm. Nel cavo 3 il conduttore esterno è formato da una calza di fili di rame intrecciati, con passo alquanto allungato, e il conduttore interno è un tondino di rame del diametro di mm 4. Il cavo 4 differisce dal precedente soltanto per il conduttore esterno che è formato da una calza di piattine di rame (con sezione di 0,5 mm × 3 mm), intrecciate. Il cavo 5 ha il conduttore interno formato da una corda di fili di rame pure del diametro di 4 mm, e il conduttore esterno costituito da una calza di fili di rame come nel cavo 3.

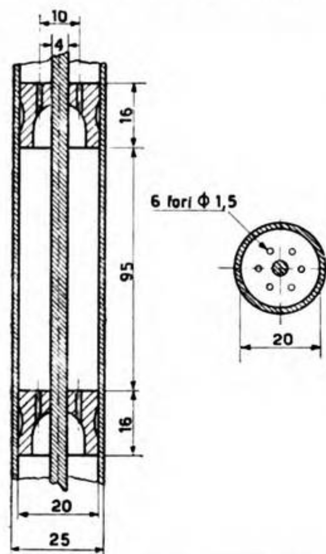


Fig. 5. — Cavo sperimentale con isolatori in frequenta.
(Le quote sono indicate in millimetri).

Tra i cavi di costruzione industriale sono stati sperimentati vari tipi, con isolamento sia di materiale ceramico, sia di resine sintetiche speciali a basse perdite e con conduttori di varie strutture e dimensioni.

Nella figura 6 sono riportati, espressi con i valori del coefficiente di risonanza in funzione della lunghezza d'onda (c/f), i risultati delle misure eseguite sui cavi sperimentali e su tre spezzoni di cavi di produzione industriale, indicati coi numeri 2, 6, 7, scelti tra quelli che hanno dato i migliori risultati. Essi hanno struttura completamente diversa l'uno dall'altro e presentano impedenza caratteristica rispettivamente di 73, 75 e 83 Ω. I cavi 1, 2, 3, 4, 5 e 6 sono lunghi circa 5 m; il cavo 7 è lungo 10 m. I cavi 3, 4, 5, 6 sono ricoperti da un tubo protettore di piombo.

Le curve di figura 7 forniscono i valori del coefficiente di attenuazione espresso in dB/km, in funzione della lunghezza d'onda.

Del cavo di tipo 4 è stato fatto costruire uno spezzone lungo 40 m, nel quale il tubo di piombo è ricoperto da uno strato di iuta, da due spirali di nastro di acciaio e da una fasciatura protettiva di iuta incatramata. La figura 8 mostra i valori del coefficiente di attenuazione misurati su tale spezzone; i valori leggermente più bassi ottenuti in questa misura, rispetto a quella fatta sullo spezzone di 5 m, sono probabilmente dovuti alla più accurata costruzione dello spezzone lungo 40 m.

Dall'esame delle curve che si riferiscono ai cavi sperimentali risulta che la struttura dei conduttori, interno ed esterno, ha grandissima importanza agli effetti dell'attenuazione. Infatti gli spezzoni 1, 3, 4 e 5, nonostante che abbiano gli isolatori della stessa natura e la stessa disposizione costruttiva, si comportano assai differentemente l'uno dall'altro: ha attenuazione maggiore quello che ha il conduttore interno costituito da una corda di fili di rame, mentre risulta che, per il conduttore esterno,

dà migliori risultati la calza di piattine di rame che non quella di fili. Ciò può essere dovuto al fatto che la corrente a radiofrequenza non segue ogni singolo filo per tutta la sua lunghezza, ma passa, per conduttività o per capacità, da un filo all'altro, attraverso il sottile strato di ossido che inevitabilmente riveste i fili. Ciò non avviene se il conduttore è continuo, e avviene in minor misura quando il conduttore esterno è formato di piattine, cioè di un minor numero di elementi. Naturalmente questo effetto ha maggiore importanza per il conduttore interno che non per quello esterno, dato che, per il minore diametro, la densità della corrente, essenzialmente superficiale, è notevolmente maggiore.

L'esame dei cavi di produzione industriale ha permesso di fare altre importanti osservazioni che si riferiscono alla natura e alla disposizione del materiale isolante nel cavo.

Si è notato, infatti, che i cavi aventi il dielettrico distribuito con uniformità secondo la lunghezza, rispetto a quelli con isolatori distanziati tra loro, hanno, agli effetti dell'attenuazione, un comportamen-

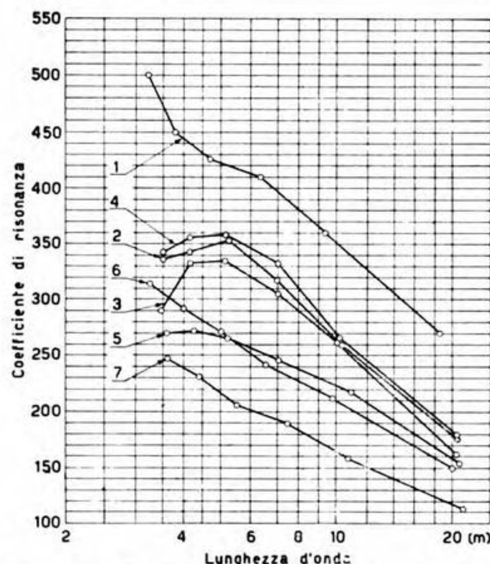


Fig. 6. — Coefficienti di risonanza dei cavi esaminati, in funzione della lunghezza d'onda.

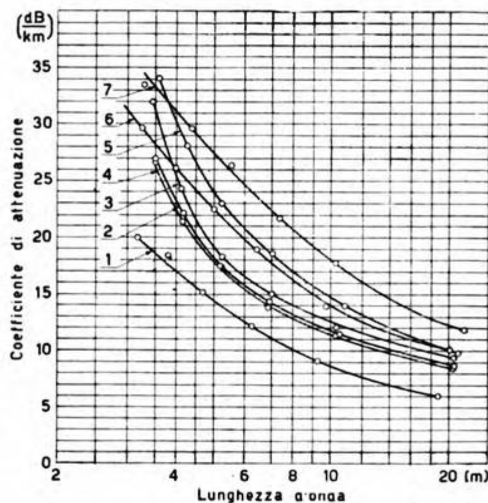


Fig. 7 — Coefficienti di attenuazione dei cavi esaminati, in funzione della lunghezza d'onda.

to più regolare al variare della frequenza e, col crescere di questa, presentano un aumento relativo dell'attenuazione assai minore. Si ritiene che ciò possa essere dovuto a parziali riflessioni create dalla discontinuità dielettrica in corrispondenza dei singoli isolatori, quando questi sono distanziati tra loro di una lunghezza non trascurabile di fronte al quarto d'onda.

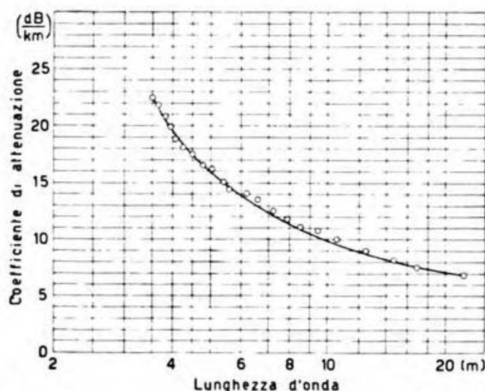


Fig. 8. — Coefficiente di attenuazione del cavo 4, misurato su di uno spezzone lungo 40 m, in funzione della lunghezza d'onda.

La natura del materiale isolante non ha sensibile importanza, purchè presenti basse perdite alle radiofrequenze; sembra però dannoso l'uso, seguito da taluni costruttori, di mantenere distanziati gli isolatori mediante tubetti di gomma o di altro materiale isolante aderente al conduttore interno, perchè proprio alla superficie di questo si trova il massimo gradiente elettrico. La natura del materiale isolante ha tanto maggiore importanza quanto maggiore è l'impedenza caratteristica del cavo.

È interessante inoltre osservare che, data l'influenza precedentemente rilevata della continuità di distribuzione del dielettrico lungo il cavo, sarebbe desiderabile impiegare materiale isolante con valore relativo della costante dielettrica il più possibile prossimo all'unità: se al limite esso fosse uguale a quello dell'aria, anche una struttura materialmente discontinua risulterebbe elettricamente continua, fatta astrazione dalla piccola causa di discontinuità insita nella differenza di perdite dei due dielettrici.

Per avere un buon coefficiente di attenuazione è infine opportuno che i conduttori esterno ed interno siano di rame pulito; è risultata, infatti, molto dannosa la ricopertura con metalli protettivi, quali ad esempio il nichel ed il cadmio, che hanno una conduttività molto minore del rame.

8. - Conclusione.

Il metodo descritto, basato sulla misura del coefficiente di risonanza, permette di eseguire facilmente la misura del coefficiente di attenuazione di cavi per frequenze altissime. Poichè tale metodo non impone alcuna limitazione essenziale alla lunghezza del cavo e non richiede

che il conduttore interno di questo sia accessibile nei suoi punti intermedi, esso può essere applicato direttamente agli spezzoni forniti dall'industria e può servire utilmente sia per un controllo della produzione sia per il confronto di cavi con diverse strutture e di produzione diversa.

L'autore ringrazia il professore M. Boella, che gli ha suggerito il lavoro e lo ha consigliato e aiutato nel suo svolgimento.

Livorno, luglio 1939-XVII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

PIEZOOSCILLATORI CON NEUTRALIZZAZIONE DELLA CAPACITÀ DEL QUARZO

MARIO BOELLA

Viene descritto un nuovo circuito piezooscillatore, che appartiene a quella categoria di schemi nei quali il quarzo agisce nell'intorno della sua risonanza di corrente, come elemento essenzialmente conduttivo di accoppiamento di reazione, ed è caratterizzato dal fatto, che la capacità elettrostatica del quarzo è neutralizzata mediante un opportuno circuito di compensazione. Per questo tipo di schema è particolarmente conveniente adoperare tubi, nei quali la capacità diretta tra anodo e griglia di comando sia fortemente ridotta mediante una griglia schermo; esso presenta spiccati vantaggi specialmente per frequenze molto alte, sopra i 10 MHz.

1. - Generalità e principio informativo.

Gli schemi di piezooscillatori nei quali il quarzo agisce nell'intorno della sua risonanza di corrente, in qualità di elemento essenzialmente conduttivo dell'accoppiamento di reazione tra il circuito anodico e la griglia di comando del tubo, presentano difficoltà di applicazione nel campo delle frequenze molto alte, oltre i 10 MHz, a motivo della capacità interelettrodica tra griglia e anodo, nel caso del triodo, e della capacità elettrostatica della piastrina, le quali assumono per tali frequenze valori di reattanza così bassi, da alterare profondamente il funzionamento del circuito; la prima ha effetto di controreazione e può assumere importanza del tutto trascurabile se si adopera un tubo a griglia schermo, ma la seconda facilmente determina un accoppiamento reattivo sufficiente a provocare l'innesco di oscillazioni, indipendentemente dalla risonanza del quarzo, con frequenza legata in modo essenziale alle costanti del circuito oscillatorio anodico. Questo inconveniente si accentua anche maggiormente col crescere della frequenza, a motivo del minore spessore delle piastrine, che ne aumenta la capacità.

Quando la frequenza propria del circuito oscillatorio anodico cade in un limitato intorno della frequenza di risonanza del quarzo, questo esercita ancora un'azione stabilizzante sulla frequenza di oscillazione; ma questa azione è naturalmente tanto meno efficace quanto più è note-

vole l'accoppiamento reattivo determinato dalla capacità elettrostatica, ed è già in sè gravissimo inconveniente nell'uso pratico il fatto, che il circuito possa oscillare su frequenze anche molto differenti da quella di risonanza del quarzo.

Se si compensa la capacità della piastrina mediante un piccolo condensatore variabile inserito in un opportuno circuito di neutralizzazione, rimane del quarzo il solo circuito a risonanza di corrente corrispondente alla sua risonanza meccanica; si ha perciò possibilità di oscillazione del circuito soltanto in un limitato intorno delle frequenze di risonanza meccanica e si migliora inoltre la stabilità della frequenza generata.

2. - Schemi elettrici.

Nella figura 1 è rappresentato uno schema di circuito attuato secondo il concetto esposto, e derivato dallo schema di piezooscillatore, che si era proposto alcuni anni addietro (1), con la differenza che, oltre alla neutralizzazione, è a potenziale zero (di « terra ») per la radiofrequenza non un punto intermedio del circuito oscillatorio, ma l'estremo opposto a quello cui è connesso l'anodo; tale variante è resa possibile dall'uso di tubi con il catodo riscaldato indirettamente, poichè questo viene a trovarsi a una differenza di potenziale a radiofrequenza rispetto alla terra. Il quarzo è inserito tra griglia e terra, in modo che si stabilisce tra la griglia e il catodo una tensione a radiofrequenza quale risulta dalla ripartizione della tensione, esistente ai capi di C_3, tra l'impedenza del quarzo e la resistenza R, che deve al solito avere valore relativamente basso. Il condensatore di neutralizzazione C_n è inserito tra la griglia e il collegamento tra i condensatori C_1 e C_2, essendo uguali le capacità di C_2 e di C_3. I condensatori C_4 e C_5 devono presentare reattanza trascurabile per la frequenza di oscillazione, e le due resistenze R_1 evitano che lo strumento sia sottoposto a differenze di potenziale a radiofrequenza rispetto a terra e determinano la polarizzazione automatica negativa di griglia. La resistenza R_2 può assumere un valore di qualche migliaio di ohm e deve presentare la minima possibile capacità distribuita, dato che è sottoposta a differenza di potenziale a radiofrequenza; essa potrebbe

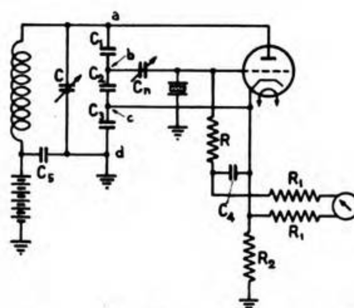


Fig. 1. — Piezooscillatore neutralizzato con partitore di tensione capacitivo.

(1) M. Boella: L'Elettrot., 1930, XVII, p. 734; Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 1252.

essere sostituita da un'induttanza di arresto, col vantaggio anche di ridurre grandemente la caduta di tensione per la componente continua della corrente anodica.

I pregi essenziali della disposizione adottata, col catodo a potenziale di radiofrequenza rispetto alla terra, sono di avere a terra una delle armature del condensatore variabile del circuito oscillatorio anodico ed una delle armature del quarzo: il primo particolarmente è apprezzabile dal punto di vista tecnico-costruttivo.

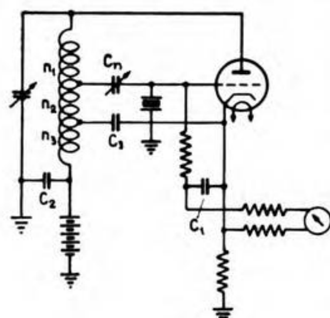


Fig. 2. — Piezooscillatore neutralizzato con partitore di tensione induttivo.

Il rapporto tra i valori delle capacità $C_2 = C_3$ e C_1 deve essere stabilito in relazione al rapporto che è opportuno avere tra le tensioni alternative di anodo e di griglia; esso può variare da 2 a 5, a seconda del tipo di tubo adoperato e del valore di resistenza equivalente del circuito oscillatorio.

Se il tubo è un triodo, come schematicamente si è indicato nella figura 1, la capacità interelettrodica tra anodo e griglia di comando agisce nello stesso senso di quella di neutralizzazione, ma con effetto assai maggiore, nel rapporto tra i quadrati delle tensioni, che si hanno tra i punti *a c* e *b c* del circuito. Può quindi accadere, per valori alti del rapporto C_2/C_1, che già col solo effetto della capacità interelettrodica sia oltrepassata la condizione di perfetta neutralizzazione della capacità del quarzo, ed allora il circuito presenta difficoltà ad entrare in oscillazione. Perciò è sempre consigliabile adoperare un tubo con griglia schermo e affidare ad un apposito condensatore variabile il còmpito di compensare la capacità del quarzo.

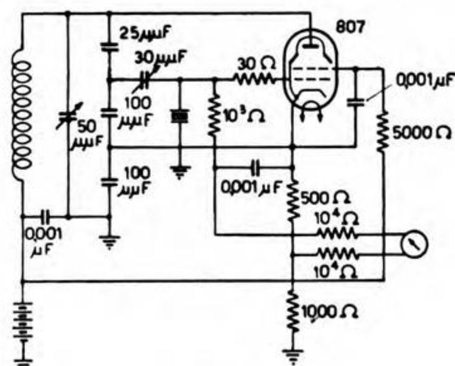


Fig. 3. — Piezooscillatore attuato secondo lo schema di principio della figura 1, con pentodo a fascio.

Nella figura 2 è mostrata un'attuazione diversa del medesimo concetto informativo, cioè con partizione di tensione sull'induttanza, anzichè per mezzo di capacità. Analogamente al caso precedente, la seconda e la terza sezione dell'induttanza devono avere uguale numero di spire,

$n_2 = n_3$, e al rapporto n_1/n_2 si può assegnare un valore tra 2 e 5 a seconda dei casi. Il dimensionamento delle capacità C_1, C_2 e C_3 non ha essenziale importanza ed esse devono soltanto presentare valori di reattanza sufficientemente bassi. Questo secondo schema può essere preferibile per frequenze non molto alte, quando si voglia allargare il campo di frequenza ricopribile con una determinata bobina, dato che è possibile raggiungere così un maggiore valore del rapporto tra le capacità massima e minima del circuito oscillatorio.

Nella figura 3 è infine riportato, col particolare di tutti i valori degli elementi elettrici, uno schema con partitore di tensione a capacità, ma attuato con un tubo a griglia schermo, di tipo 807. La resistenza di 500 Ω inserita, oltre a quella da 1000 Ω, tra catodo e terra, dando una polarizzazione automatica alla griglia impedisce che possano aversi eccessivi valori della corrente anodica quando il circuito non oscilla. Questo circuito, sperimentato nel campo di frequenze da 5 a 30 MHz ha dato ottimi risultati ed ha dimostrato di poter fornire anche una discreta potenza oscillatoria, senza eccessivo sovraccarico della piastrina.

3. - Conclusioni.

La neutralizzazione della capacità elettrostatica del quarzo, nei piezooscillatori nei quali quest'ultimo agisce come elemento di accoppiamento reattivo in corrispondenza della sua risonanza di corrente, consente di estendere l'uso di tali schemi a frequenze molto alte, fino a 30 MHz ed oltre, perchè evita l'innesco di oscillazioni su frequenze diverse da quelle di risonanza meccanica della piastrina. Nello stesso tempo esso porta un miglioramento nella stabilità della frequenza generata.

Livorno, luglio 1939-XVII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

TENSIOMETRO A NASTRO VIBRANTE A LETTURA DIRETTA

CLAUDIO EGIDI

Si riassumono i lavori precedenti sulla misura indiretta degli allungamenti elastici nelle strutture sollecitate, eseguita mediante corde vibranti. Vien descritto un nuovo metodo di misura, diretto, nel quale l'elemento vibrante è un nastro d'acciaio, posto in autooscillazione mediante reazione elettromagnetica, e la frequenza vien misurata con un frequenziometro a lettura diretta. Si conduce un'analisi teorica dei valori ottimi di frequenza, di luce libera di vibrazione e di ordine dell'armonica, seguita da conferme e conclusioni pratiche. Sono quindi illustrate le esperienze compiute su un caso particolare e i risultati di una misura eseguita. Viene infine dato un breve cenno sull'amplificatore e sul frequenziometro.

Introduzione.

1. - La misura delle tensioni meccaniche nelle strutture sollecitate, dedotta dalla variazione della nota emessa da una corda o, in generale, da un elemento prismatico vibrante che subisca gli stessi allungamenti della struttura, veniva finora eseguita per via indiretta e con un metodo acustico soggettivo. Nel presente lavoro viene svolto lo studio sperimentale di un tensiometro a nastro vibrante in cui, pur basandosi sul principio accennato, la misura delle tensioni si ottiene leggendo direttamente la deviazione dell'indice di uno strumento.

Per inquadrare nel miglior modo il lavoro eseguito si è ritenuto opportuno iniziare lo scritto con un riassunto dei lavori precedenti (1), completato da una conclusione, e dalle direttive seguite nell'impostazione della ricerca. Segue il lavoro propriamente detto, distinto in due parti: la prima, tratta il problema in generale e determina i valori nume-

(1) O. SCHAEFER: Die schwingende Saite als Dehnungsmesser - V. D. I., 1919, LXIII, p. 1008.
O. SCHAEFER: Die schwingende Saite als Dehnungsmesser - Z. f. techn. Phys., 1922, III, p. 305.

rici dei parametri in giuoco, la seconda, considera un caso particolare e lo conclude praticamente, descrivendo le prove eseguite sopra strutture nelle reali condizioni di carico. Infine vien riportata una breve descrizione dell'amplificatore usato e dell'apparecchiatura completa nella sua forma definitiva, con particolare riguardo al frequenziometro.

Riassunto dei lavori precedenti.

2. - L'altezza della nota fondamentale emessa da una corda vibrante, i cui estremi siano incastrati rigidamente, cambia al variare della distanza degli incastri, cioè secondo che la corda s'allunghi o s'accorci elasticamente: ne deriva la possibilità di misurare la variazione di questa distanza mediante il cambiamento nell'altezza della nota emessa.

Siano: l la lunghezza della luce libera di vibrazione, g l'accelerazione di gravità, σ la tensione assiale unitaria, γ il peso specifico della corda, f la frequenza di vibrazione fondamentale. Se la corda è perfettamente flessibile (momento d'inerzia nella direzione di vibrazione praticamente nullo) e l'ampiezza massima di vibrazione può essere trascurata di fronte alla lunghezza della luce libera, vale la nota equazione:

$$[1] \qquad f = \frac{1}{2l}\sqrt{\frac{\sigma g}{\gamma}}\,.$$

3. - Ad un qualunque elemento di struttura, suscettibile di essere caricato, vien fissata rigidamente la corda con la relativa struttura di sostegno. L'applicazione vien fatta nella zona delle fibre tese, dopo aver dato all'elemento vibrante una piccola tensione iniziale in modo che la sua nota non sia troppo bassa, ovvero nella zona delle fibre compresse, previa forte tensione.

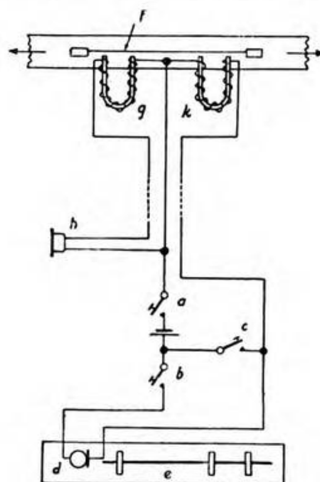


Fig. 1. — Sistema d'attacco della corda vibrante; schema relativo all'eccitazione a distanza di essa e alla misura della sua frequenza di vibrazione.

Dopo essersi accertati che non si verifichi scorrimento degli appoggi, abbassando (fig. 1) i tasti a e c s'invia un impulso di corrente nel magnete eccitatore k, cosicchè la corda vien posta in vibrazione. La frequenza di essa è uguale a quella della corrente che il magnete ricevitore g invia alla cuffia h. Accanto alla cuffia e al sistema di tasti è collocata una seconda corda e, con ponticello scorrevole, detta corda di paragone. Si sposta quindi il ponticello fino a far coincidere la nota ricevuta nella cuffia con quella emessa localmente dalla corda e.

Dalla posizione del ponticello si desume, attraverso una curva di taratura, la frequenza di vibrazione f_1.

A questo punto la struttura viene caricata e si esegue, con il medesimo procedimento, la determinazione della nuova frequenza f_2. Da f_1 ed f_2 si deducono, mediante la [1], le lunghezze rispettive l_1 ed l_2 e quindi l'allungamento; se si conosce inoltre il modulo elastico della struttura, si può determinare anche l'incremento di tensione che essa ha subito.

Per eseguire la misura descritta occorre, com'è naturale, un orecchio particolarmente addestrato.

Si può agire anche in maniera un po' diversa, servendosi del microfono *d*, che viene inserito nel circuito del magnete *k* quando si chiudano i tasti *a* e *b*. Si eccita con la mano la corda di paragone, che si mette a vibrare ed invia, attraverso il circuito *dk*, correnti destinate ad eccitare la corda *f*. Le vibrazioni di questa risultano forzate, se le frequenze proprie non coincidono; in tal modo nella cuffia *h* non si sente alcun suono finchè tale condizione non sia verificata.

4. - È facile riconoscere l'esistenza di una serie di cause d'errore:

α) Se il modulo elastico dell'elemento di struttura in esame differisce da quello supposto, si misura con esattezza l'allungamento, ma si commette un errore nella tensione.

β) Con un diametro della corda di 0,8 mm ed una sollecitazione massima di 30 kg_p/mm^2, il massimo sforzo assiale cui essa è sottoposta risulta di 12 kg_p: di altrettanto vien quindi scaricato l'elemento in esame, se tirante, caricato, se puntone. Di solito 12 kg_p sono una quantità trascurabile di fronte alle tensioni in giuoco; in caso contrario se ne può tener conto immediatamente. Qualora l'eccentricità della corda provocasse un sensibile incurvamento nella trave in esame, si può eliminare l'inconveniente applicando due o tre corde in posizioni simmetriche rispetto alla mezzaria della trave stessa.

γ) Se ha luogo uno scorrimento della corda rispetto alla struttura, posto $l' - l_0$ l'allungamento di questa, $l - l_0$ il corrispondente di quella, si può porre:

$$l - l_0 = c\,(l' - l_0)$$

e determinare sperimentalmente c, che risulta poco minore di 1.

δ) L'errore che si commette nell'aggiustare il ponticello della corda di paragone non è determinabile a priori, ma le prove eseguite hanno mostrato ch'esso non supera l'1 ‰.

5. - I campi d'applicazione dell'apparecchio sono molto vasti e comprendono anche la determinazione delle tensioni di organi in movimento, per mezzo di collettori o di altri collegamenti opportuni.

6. - Quanto abbiamo esposto è il risultato di una semplice analisi teorica, ma in pratica si sono rivelati gravi difetti nei metodi finora seguiti.

Così dovette essere abbandonato il secondo metodo di misura, perchè molto spesso la corda misuratrice si mette a vibrare indipendentemente dall'eccitazione inviatale dalla corda di paragone, in seguito alle oscillazioni inevitabili nelle strutture di una certa grandezza.

Il primo metodo d'altra parte ha presentato una serie d'inconvenienti e difficoltà di attuazione. Di queste ultime la più grave risiede nella necessità di accordare la corda di paragone con quella misuratrice: occorre per questo un orecchio particolarmente addestrato, che non tutti gli sperimentatori posseggono. Le misure riescono inoltre assai penose quando vengano eseguite in locali in cui sia alto il livello dei rumori.

7. - Per quanto riguarda le dimensioni, dette buoni risultati una corda lunga 15 cm, avente il diametro di 0,4 mm. Corde più lunghe presentano una maggior cedevolezza, ma estendono eccessivamente la zona sollecitata da esplorare, fornendo valori d'allungamento medi, anzichè specifici. Corde più spesse presentano difficoltà d'attacco e forniscono una nota meno pura, perchè alla fondamentale si accompagnano note di frequenza superiore che, a causa della forte rigidità, non sono armoniche (2).

Il materiale usato fu sempre l'acciaio.

La difficoltà certamente più grave s'incontra nell'attuazione di un solido attacco della corda alla struttura in esame. Si riuscì ad evitare scorrimenti solo fornendo i blocchetti terminali di robusti denti d'acciaio tali da mordere la struttura, come appare dalla figura 11, salvo la sostituzione del nastro alla corda.

Per l'eccitazione si fece uso di una bobinetta (della resistenza di 20 Ω, misurata con corrente continua) avvolta su magnete permanente.

8. - La corda campione, anch'essa d'acciaio, è fissata per gli estremi a due ponticelli, solidali con una base pesante e rigida. Un terzo ponticello, mobile lungo la corda, scorre sotto di essa ed è sopraelevato di 2 mm rispetto a quelli fissi. In tal modo esso determina la luce libera di vibrazione ed innalza la nota della corda così accorciata, senza premerla peraltro a tal punto, che ne consegua una diversa tensione a sinistra e a destra di esso.

9. - Per determinare il grado di precisione delle misure, si applicarono due corde misuratrici, una al disopra e l'altra al disotto di una trave sottoposta a flessione, di cui si era in precedenza determinato il modulo elastico. Per un certo numero di volte la trave venne successivamente caricata, e scaricata, con un carico costante, misurando le corrispondenti note emesse dalle corde. Dopo un periodo iniziale d'assestamento, i

(2) O. SCHAEFER: Die Schwingungen biegungsteifer Saiten - Ann. der Phys., 1920, LXII, p. 156.

valori misurati si discostarono assai poco dalla media e per l'errore massimo si trovò nel ferro omogeneo 32 kg_p/cm^2; l'errore probabile è notoriamente più modesto.

L'autore non parla in maniera esplicita della sensibilità assoluta ([3]).

Considerazioni sui lavori precedenti e direttive nell'impostazione della ricerca.

10. - L'esecuzione della misura secondo il metodo dianzi descritto presenta per sua natura quattro difetti fondamentali:

a) Per eseguire le misure occorre uno sperimentatore dotato di orecchio musicale e particolarmente addestrato a riconoscere la nota fondamentale anche in un suono di tipo complesso: cosa non certo facile a trovare.

b) In ambienti rumorosi l'esecuzione delle misure riesce molto faticosa e talvolta è addirittura impossibile.

c) Il fatto che il metodo di misura sia indiretto, deve considerarsi come un difetto vero e proprio, allorchè si debba lavorare in condizioni disagiate e, in ogni caso, fuori di un laboratorio.

d) La taratura della corda campione deve essere ripetuta possibilmente all'inizio e alla fine di ogni serie di misure.

11. - Nell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris venne impostata su questo argomento una ricerca da parte del dottor Eugenio Fubini-Ghiron. Egli pensò:

1) di rendere persistente l'oscillazione dell'elemento misuratore mediante reazione elettromagnetica fra due magneti, uno ricevitore e l'altro eccitatore, il primo dei quali alimentasse il secondo attraverso un amplificatore termoionico;

2) di misurare direttamente la frequenza della tensione elettrica generata, avente lo stesso periodo della vibrazione sonora, mediante un frequenziometro a lettura diretta ([4]).

Nelle prime esperienze si era ottenuto qualche buon risultato usando una corda d'acciaio, ma l'idea di sostituire questa con un nastro sembrò feconda di migliori risultati, soprattutto per la possibilità di usare un'amplificazione assai minore. Successivamente furono eseguite esperienze servendosi del sostegno di figura 2, nel quale si faceva autooscillare un

---

([3]) Da informazioni assunte presso il Laboratorio di Costruzioni del R. Politecnico di Torino la sensibilità assoluta dell'apparecchio, cioè il minimo incremento di tensione ch'esso consente di apprezzare, risulta di 13 kg_p/cm^2 per il ferro omogeneo. Questo valore appare ammissibile non ostante le considerazioni precedenti, perchè l'errore massimo è risultato assai minore di 32 kg_p/cm^2, con uno sperimentatore avente orecchio musicale.

([4]) La misura di frequenza eseguita mediante un ponte (ad esempio, tipo Siemens) sarebbe ancora indiretta; inoltre presenterebbe difficoltà di azzeramento quando la fondamentale fosse ricca di armoniche e, in ogni caso, quando si dovesse operare in ambiente rumoroso.

nastro d'acciaio per registrazione fonica. A questo punto la ricerca venne affidata allo scrivente.

A chiarimento di quanto è stato esposto, osserviamo come il presente lavoro sviluppi soltanto la prima parte enunciata: per la misura

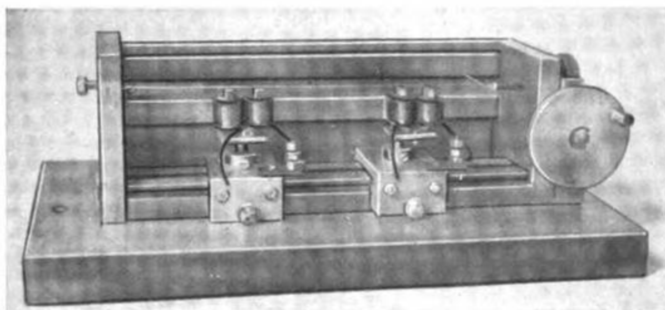


Fig. 2. — Sostegno per il nastro vibrante.

della frequenza ci si è serviti sempre, in questa fase, di metodi noti, paragonando la frequenza incognita con quella campione mediante un oscillografo. Della seconda parte si dà soltanto un brevissimo cenno parlando del frequenziometro, che è attualmente in costruzione, e di cui s'intende dare più ampia notizia in un secondo tempo.

Problema generale: analisi dei valori ottimi di luce libera, campo della frequenza e ordine dell'armonica.

12. - Premesso un elenco dei simboli usati per le varie grandezze e delle corrispondenti unità di misura, analizziamo separatamente le varie esigenze cui si deve soddisfare, per dedurne i valori ottimi da assegnare alle variabili.

Simboli e unità di misura delle grandezze usate:

f	=	frequenza di vibrazione	Hz
l	=	luce libera di vibrazione	m
Δl	=	allungamento	m
ε	=	$\left(\dfrac{\Delta l}{l}\right)$ allungamento unitario	—
A	=	area della sezione	m^2
σ	=	tensione assiale unitaria	newton/m^2 (joule/m^3)
δ	=	densità (massa per unità di volume) .	kg/m^3
T	=	(σA) tensione assiale totale.	newton (joule/m)
m	=	(δA) massa per unità di lunghezza .	kg/m
E	=	modulo d'elasticità	newton/m^2 (joule/m^3)
n	=	numero d'ordine dell'armonica	—

Si riprenda l'equazione [1] scrivendola, per una generica armonica d'ordine n, nelle due forme equivalenti:

[2] $$f = \frac{n}{2l}\sqrt{\frac{T}{m}}\,, \quad f = \frac{n}{2l}\sqrt{\frac{\sigma}{\delta}}\,;$$

e si ricordi inoltre l'equazione fondamentale della teoria dell'elasticità, sotto forma finita:

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} = \frac{\sigma}{E}$$

e quella differenziale, corrispondente:

$$d\varepsilon = \frac{dl}{l} = \frac{d\sigma}{E}\,.$$

α) Essendo la deviazione dello strumento proporzionale alla frequenza, per quanto riguarda il valore di questa, corrispondente all'indicazione di fondo di scala, la precisione di lettura è costante in valore relativo, a pari dimensioni del quadrante: infatti la massima deviazione, nel caso in esame di 60 mm, può rappresentare un valore di frequenza scelto a piacere, previo opportuno dimensionamento delle costanti del circuito frequenziometrico. Così la massima sensibilità relativa, quella del fondo di scala, è 1/120, ossia 8 $^0/_{00}$, apprezzando il mezzo millimetro, oppure 1/240, ossia 4 $^0/_{00}$, se si apprezza il quarto di millimetro.

In queste condizioni si vuol vedere quale sia il legame fra la sensibilità relativa in tensioni (e quindi in allungamenti unitari) e quella in frequenza:

$$df = \frac{n}{2l}\,\frac{d\sigma}{2\sqrt{\sigma\delta}}\,,$$

$$\frac{df}{f} = \frac{1}{2}\,\frac{d\sigma}{\sigma} = \frac{1}{2}\,\frac{dl}{\Delta l} = \frac{1}{2}\,\frac{d\varepsilon}{\varepsilon}\,.$$

In conclusione, *la sensibilità espressa come rapporto tra incremento relativo di lunghezza e incremento relativo di frequenza, è una costante*:

$$\frac{dl}{\Delta l}\Big/\frac{df}{f} = 2 \quad , \quad \frac{d\sigma}{\sigma}\Big/\frac{df}{f} = 2\,,$$

che non dipende quindi nè dalla frequenza, nè dalla luce libera di oscillazione l, nè dall'ordine n dell'armonica.

Se la massima sensibilità relativa in frequenza è di 8 $^0/_{00}$, in allungamenti e in tensioni sarà dunque in ogni caso di circa 17 $^0/_{00}$.

β) Per una data sensibilità relativa massima in frequenza, si ricerca ora in quali condizioni venga conseguita la massima sensibilità assoluta in tensioni (e quindi in allungamenti unitari):

$$\frac{df}{f} = \frac{1}{2}\,\frac{d\sigma}{\sigma} = \frac{1}{2}\,\frac{E\,dl}{l}\,\frac{n^2}{4\,\delta\,l^2 f^2} = \frac{E}{8\,\delta}\,\frac{n^2}{l^2 f^2}\,\frac{dl}{l}\,;$$

[3] $$\frac{dl}{l} = \frac{8\,\delta}{E}\,\frac{l^2 f^2}{n^2}\,\frac{df}{f}$$

od anche:

$$d\sigma = 8\,\delta\,\frac{l^2 f^2}{n^2}\,\frac{df}{f}\,.$$

Si conclude che *la sensibilità assoluta in allungamenti unitari* (*o in tensioni*), *per un dato valore di sensibilità relativa massima in frequenza* ([5]), *migliora col diminuire della lunghezza della luce libera e della frequenza di vibrazione e col crescere dell'ordine dell'armonica* ([6]).

γ) Dalla seconda delle [2], risolta rispetto a σ, si ha:

$$\sigma = \frac{4\,\delta\,l^2 f^2}{n^2}\,; \qquad \varepsilon = \frac{4\,\delta\,l^2}{E\,n^2}\,f^2\,;$$

chiamando σ_0 ed ε_0 rispettivamente la tensione assiale unitaria e l'allungamento unitario, iniziali:

$$\sigma - \sigma_0 = E\,(\varepsilon - \varepsilon_0) = 4\,\frac{\delta\,l^2}{n^2}\,(f^2 - f_0^{\,2})\,,$$

cioè, *a parità di luce libera e di limiti di frequenza, l'escursione in tensioni unitarie* (*e quindi in allungamenti unitari*) *è massima per la fondamentale.*

δ) La tangente alla curva $f = f\,(\sigma)$ è data da:

$$\frac{df}{d\sigma} = \frac{n}{2\,l}\,\frac{1}{2\sqrt{\sigma\,\delta}}\,, \qquad \frac{df}{d\varepsilon} = \frac{En}{2\,l}\,\frac{1}{2\sqrt{\sigma\,\delta}}\,;$$

la sua variazione (in via approssimata la curvatura):

$$\frac{d^2 f}{d\sigma^2} = -\,\frac{n}{8\,l\sqrt{\delta}}\,\sigma^{-3/2}\,.$$

([5]) Fissata, come si è visto, unicamente dalla lunghezza in mm della scala.

([6]) Venga applicata l'equazione [3] per $n = 1$, nel caso di luce libera $l = 160$ mm. Ponendo $E = 2{,}06 \times 10^{11}$ newton/m² ($= 2{,}1 \times 10^6$ kg$_p$/cm²), $\delta = 7900$ kg/m³, risulta $\frac{8\,\delta}{E} = 3{,}07 \times 10^{-7}$ s²/m² e:

$$\frac{dl}{l} = 3{,}07 \times 10^{-7}\,f^2\,l^2\,\frac{df}{f}\,.$$

Per $f = 1000$ Hz ed $l = 0{,}16$ m, sarà $\sigma = 4\,f^2\,l^2\,\delta = 8{,}08 \times 10^8$ newton/m² ($= 82{,}5$ kg$_p$/mm²), e quindi $\frac{dl}{l} = 7{,}86 \times 10^{-3}\,\frac{df}{f}$. Se ammettiamo che sia $\frac{df}{f} = 8\,{}^0/_{00}$, $d\varepsilon = \frac{dl}{l} = 62{,}8 \times 10^{-6}$, corrispondentemente è $d\sigma = E\,d\varepsilon = 12{,}93 \times 10^6$ newton/m² ($= 1{,}32$ kg$_p$/mm²); in tal caso $dl = 62{,}8 \times 10^{-6} \times 160$ mm $= 1{,}04 \times 10^{-2}$ mm.

Per $f = 300$ Hz, mantenendo tutto il resto inalterato, $d\sigma = 1{,}165 \times 10^6$ newton/m² ($= 11{,}87 \times 10^{-2}$ kg$_p$/mm²) e $dl = 0{,}905 \times 10^{-3}$ mm.

Ne segue che *per avvicinarsi quanto più si può ad archi di parabola poco discosti dalla corda, σ dev'essere la più grande possibile ed l altrettanto; invece la n dev'essere la più piccola, il che si ottiene eccitando con la frequenza fondamentale.*

ε) Per conoscere con maggior esattezza la distribuzione degli allungamenti, e quindi degli sforzi, ad esempio lungo una trave sollecitata, *si esige che la l sia resa la più piccola possibile, in maniera da consentire la determinazione dei valori limiti (locali) d'allungamento, anzichè di quelli medi: ciò è soprattutto importante nelle zone d'inversione degli sforzi.*

13. - Dalle deduzioni esposte appare evidente come, per conciliare nella maniera migliore le contrastanti esigenze, convenga diminuire la lunghezza della luce libera e la frequenza di vibrazione (le necessità imposte dal comma β del paragrafo 12 sono infatti dominanti per questi due parametri). Non si può dire invece nulla di definitivo circa l'ordine dell'armonica. Rimane quindi inteso che le conclusioni verranno dedotte globalmente, alla fine di questo capitolo, dopo aver esposto i risultati delle esperienze.

14. - Per studiare la relazione esistente fra la frequenza del nastro vibrante e la tensione meccanica che lo sollecita, ci si è serviti del supporto di figura 2. Esso consente in modo assai semplice di variare la tensione meccanica del nastro e di farlo autooscillare.

Il fondo del supporto è provvisto di guida a coda di rondine, su cui scorrono i sostegni dei magnetini, eccitatore e ricevitore. Il nastro, che in queste prime esperienze ha la sezione di 6 mm × 0,04 mm, è teso con una luce libera di 160 mm: un'estremità è saldata fra due cunei d'ottone, scorrenti entro una finestra trapezia, l'altra è afferrata, mediante taglio assiale e saldatura, da una vite. Questa si muove longitudinalmente, per mezzo di una ruota, internamente filettata ed esternamente provvista di dentatura elicoidale, su cui ingrana una vite senza fine, azionata da un volantino.

15. - La regolazione delle distanze orizzontali dei magneti, rispetto agli estremi della guida, e di quelle verticali, relative al piano di essa, è completamente soddisfacente. Invece la regolazione dell'allungamento presenta tre inconvenienti: 1) la saldatura degli estremi ricuoce il materiale, variandone le caratteristiche elastiche e rendendone più facile la rottura; 2) l'imperfetta costruzione della spina, che deve impedire alla vite traente di ruotare, fa sì che una torsione del nastro si verifichi sempre ed in misura notevole; s'introducono in tal modo vibrazioni spurie che possono anche, oltre un certo limite, interdire le vibrazioni trasversali normali; 3) il giuoco esistente nell'accoppiamento tra vite senza fine e ruota elicoidale obbliga al tracciamento delle curve frequenza di vibrazione-allungamento, con variazioni in un sol senso della variabile

indipendente ([7]); ne consegue l'impossibilità di misurare nuovamente un punto già sorpassato, ruotando il volantino in senso contrario.

Non ostante questi inconvenienti, le curve tracciate durante nume-

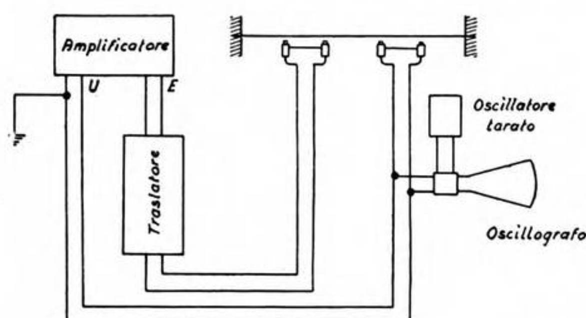


Fig. 3. — Schema usato per la misura della frequenza di vibrazione.

rose prove mostrarono un buon accordo con quelle teoriche. Lo schema usato per la misura della frequenza di vibrazione è quello di figura 3. In esso il traslatore è destinato all'adattamento delle impedenze per un valore di frequenza media.



Fig. 4. — Forma della tensione elettrica per valori troppo bassi di tensione meccanica.

16. - Si è potuta ottenere, variando però l'amplificazione, un'escursione notevolissima, sia in allungamenti, sia in frequenza. La tensione corrispondente è stata infatti molto superiore a 10^9 newton/m^2 (100 kg$_p$/mm^2), a partire da una piccola tensione iniziale, e la frequenza è variata all'incirca fra 650 e 2000 Hz.

Il limite inferiore è stabilito dal fatto seguente. Diminuendo al di sotto di un certo valore la tensione applicata al nastro ([8]), questo cede sensibilmente sotto l'azione dei magneti permanenti e s'avvicina ad essi, soprattutto all'eccitatore, deformandosi. Iniziate poi le vibrazioni, l'ampiezza di queste è tale da portarlo in punti nei quali il campo magnetico è considerevolmente

([7]) Si suppone, come si può ammettere praticamente, che la temperatura non varii di una quantità apprezzabile durante il rilevamento della curva.

([8]) Come ordine di grandezza $(0{,}5 \div 1) \times 10^8$ newton/m^2, cioè $5 \div 10$ kg$_p$/mm^2.

diverso. Pertanto, in un primo tempo, la forma della tensione elettrica comincia a divenire fortemente dissimmetrica (vedi oscillogramma di figura 4) e poi, diminuendo ancora la tensione meccanica, il nastro comincia a toccare le espansioni degli elettromagneti, dando luogo a rumori irregolari, che accompagnano il suono, incerto e di frequenza instabile.

Il limite superiore è stabilito invece dall'aumento che subisce l'impedenza dell'elettromagnete eccitatore al crescere della frequenza e dallo sfasamento della corrente eccitatrice rispetto alla tensione. Verso i 2000 Hz ne consegue, a parità di tensione applicata, una così grande diminuzione di corrente che è impossibile mantenere in oscillazione il nastro, anche usando amplificazioni considerevoli. Infatti, al crescere della frequenza, aumenta la componente reale dell'impedenza (sotto forma di perdite nel ferro e di effetto di pelle elettrico) e quella reattiva (non ostante la lieve diminuzione dell'induttanza, per l'effetto di pelle magnetico), cosicchè il modulo e l'argomento crescono in maniera molto rilevante.

17. - Sulla ricerca della posizione ottima dei magnetini, cioè di quella cui corrisponde la massima ampiezza di vibrazione meccanica a parità d'amplificazione, non sono state eseguite prove sistematiche, essendosi trovata ben presto una posizione di funzionamento assai soddisfacente.

Tuttavia, una prova è stata condotta, nella maniera che segue. Si è data al nastro una tensione meccanica fissa, cui corrisponde una certa frequenza di vibrazione. Poi si è fatto percorrere da uno dei due elettromagneti un certo tratto e, per ognuna delle sue posizioni successive, scelte a brevi intervalli uguali, si è determinata la posizione dell'altro, cui corrispondesse la massima deviazione di un voltmetro derivato ai capi dell'eccitatore. Non ostante gl'inconvenienti accennati al paragrafo 15, sembra si possa confermare quanto risulta dalla letteratura (9) e appare dalla figura 5, che cioè i magneti devono essere messi in posizioni simmetriche rispetto al centro e ad una distanza pari circa ad un terzo della luce libera di vibrazione.

Dopo numerosi tentativi si è riusciti a raggiungere una forte escursione in allungamenti, e quindi in frequenze, anche senza variare l'amplificazione.

18. - Sono stati sperimentati diversi tipi di nastri, a cominciare dalle molle d'orologio di varie dimensioni. Tutte però, anche le più sottili, hanno presentato uno spessore eccessivo, perchè se ne potesse trascurare la rigidità. Solo i nastri d'acciaio per riproduzione fonica, di uno dei quali riportiamo i risultati delle prove di resistenza, hanno fornito ottimi risultati. Essi hanno le dimensioni 3 mm × 0,08 mm e 6 mm ×

(9) J. Zahradnicek u. Z. Zak: Saitenoszillator - Ann. der Phys., 1932, XII, p. 662.

$\times$ 0,04 mm, quindi sezione di 0,24 mm^2, ma mentre il primo ha, nella direzione di vibrazione, un momento d'inerzia $J_1 = 128 \times 10^{-6}$ mm^4, per il secondo risulta $J_2 = 32 \times 10^{-6}$ mm^4, cioè un quarto del primo. Data la maggior flessibilità del secondo nastro, i risultati ottenuti con esso sono un po' migliori, cioè si può scendere a valori minori di frequenza. La differenza non è peraltro tale da indurre a scartare il primo;

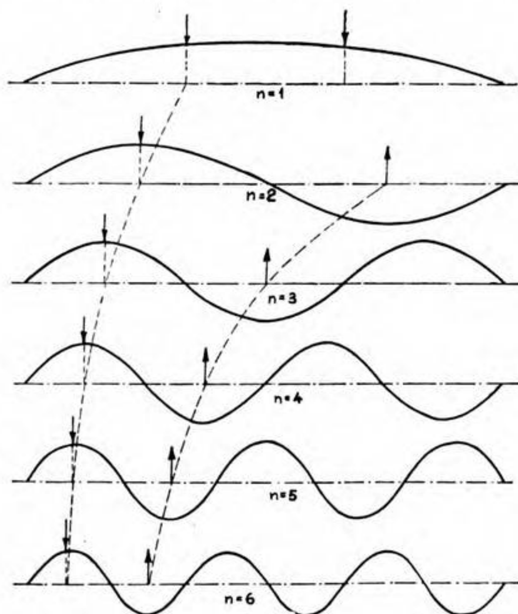


Fig. 5. — Posizione degli elettromagneti per l'eccitazione delle vibrazioni alle prime sei frequenze: fondamentale ed armoniche di ordine 2, 3, 4, 5, 6.

anzi, avendo a disposizione magneti con le espansioni appuntite, conviene usare il nastro più stretto per meglio convogliare il flusso magnetico. Ecco i dati relativi al nastro prescelto: dimensioni 3 mm $\times$ 0,08 mm; sezione 0,24 mm^2; carico totale di rottura (medio su tre prove) 40,8 kg$_p$, unitario (medio su tre prove) 170 kg$_p$/mm^2; allungamento percentuale di rottura su 0,55 cm (medio su tre prove) 4,3.

19. - Dalle esperienze sopra descritte si son dedotti i seguenti valori per le grandezze in esame:

a) *Frequenza*: non meno di 500 ÷ 600 Hz perchè il nastro toccherebbe i magneti, non più di 2000 Hz perchè l'amplificazione necessaria sarebbe eccessiva.

b) *Luce libera di oscillazione*: non meno di una diecina di centimetri, per ragioni d'ingombro dei magneti nel tensiometro, non più

di qualche decimetro, per ragioni d'ingombro del tensiometro nella struttura.

c) *Ordine dell'armonica*: praticamente non conviene lavorare in armonica, perchè durante il funzionamento non si può passare a piacere da questa alla fondamentale e perchè una tale eccitazione non è stabile al variare della tensione meccanica.

20. - Si possono trarre finalmente le conclusioni su quanto si è detto finora, tenendo conto insieme delle deduzioni teoriche e di quelle sperimentali.

Per quanto riguarda la scelta dell'*armonica*, si è preferita sempre la prima, ossia la fondamentale, per le ragioni esposte: maggior escursione in allungamenti e maggiore stabilità di eccitazione (§ 12-γ e § 19-*c*).

I valori di *frequenza* sono determinati dagli allungamenti, e quindi dalle tensioni che loro corrispondono. Tenendo conto dell'incertezza con cui può essere regolata la tensione iniziale, i cui valori possono essere compresi entro limiti assai lontani ([10]), converrà tenere piuttosto alta la portata in frequenza dello strumento, ottenendo così anche l'altro risultato di poter valutare forti escursioni in tensione (caso di tiranti in sbarre o funi). Quando si preveda che l'escursione della tensione sia molto più piccola ([11]), ma si voglia in compenso raggiungere una maggiore approssimazione, si parte intanto dal più basso valore di frequenza raggiungibile, per migliorare la sensibilità (§ 12-β), e si ricorre ad un dispositivo che moltiplichi la sensibilità per lo stesso numero per cui vien divisa l'escursione (§ 27). Praticamente quindi si è fissato a $500 \div 600$ Hz il limite inferiore (§ 19-*a*), rinunciando alla perfetta sinoidalità di vibrazione pur di abbassare il valore di frequenza, e a 1000 Hz il limite superiore: in tal modo è possibile coprire un campo di tensioni di oltre 500×10^6 newton/m^2 (circa 50 kg$_p$/mm^2), il che è in pratica largamente sufficiente, e si soddisfa inoltre assai bene alla condizione δ del paragrafo 12.

Per la *luce libera di oscillazione* si tenderà quindi a raggiungere i valori più bassi consentiti (§ 12-β,ε e § 19-*b*), cercando al tempo stesso di soddisfare alla condizione δ del paragrafo 12. Con 160 mm le cose vanno in maniera soddisfacente sotto tutti gli aspetti: in seguito si proverà tuttavia a ridurre ancora di un poco la luce, naturalmente entro i limiti d'ingombro degli elettromagneti.

Problema particolare e sue applicazioni pratiche.

21. - Il complesso di misura costituito dall'elemento vibrante, dai due blocchetti di ritegno, dagli elettromagneti e dalle due guide laterali sostentatrici, viene indicato, in quanto segue, con il nome di ponticello.

([10]) Ad esempio $(100 \div 300) \times 10^6$ newton/m^2, cioè circa $10 \div 30$ kg$_p$/mm^2.
([11]) Qualche diecina di milioni di newton/m^2, ossia qualche kg$_p$/mm^2.

Ora viene esposto come, pur cercando di avvicinarsi alle condizioni ottime di funzionamento testè discusse, si sia cercato di attuare il nuovo ponticello, modificando leggermente il tipo Schaefer: pertanto si è conservata, per il magnete eccitatore, la posizione centrale, come appare

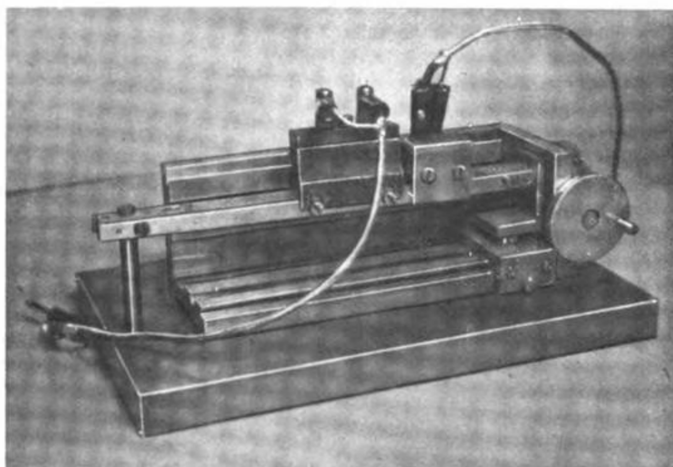


Fig. 6. — Sostegno per il ponticello di misura.

dalla figura 6, sebbene non fosse questa, come si è visto, la posizione migliore per eccitare con frequenza fondamentale. Ne sono derivati alcuni inconvenienti, di cui verrà detto.

22. - Sul vecchio supporto è stato montato un ponticello Schaefer (fig. 6), apportandovi lievi modificazioni: ad uno dei due blocchetti terminali si è calettata una vite per produrre gli allungamenti, l'altro è stato assicurato alla base mediante un perno d'ottone di notevole rigidità, con frequenza propria trascurabile di fronte alla frequenza inferiore del nastro. Lo sforzo totale di tensione esercitato sull'organo vibrante si scarica sulle due guide: in modo approssimato, si è tenuto conto globalmente del loro accorciamento elastico, dovuto alla compressione e al carico di punta.

Del magnete si son tracciate (fig. 7) le componenti dell'impedenza. Se ne deduce intanto lo sfasamento fra tensione generata e corrente eccitatrice; in seguito si potranno ricavarne le variazioni prodotte sull'impedenza apparente dalla vibrazione del nastro.

Prima di costruire un magnete ricevitore, qual'è quello di figura 6, venne usato un magnete solidale con il supporto. Lo schema utilizzato per la misura della frequenza differisce da quello di figura 3, soltanto per l'aggiunta di un traslatore e di alcuni indicatori di tensioni e cor-

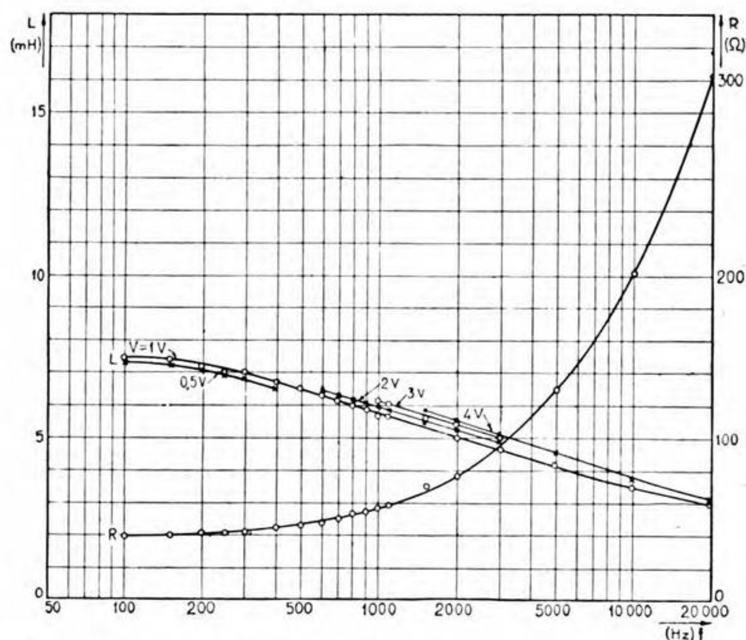


Fig. 7. — Resistenza e induttanza dell'elettromagnete eccitatore in funzione della frequenza e per diversi valori della tensione d'alimentazione.

renti. La presenza di vibrazioni spurie si è potuta eliminare aumentando la rigidità meccanica (soppressione di quelle a frequenza bassa) e derivando all'entrata un piccolo condensatore (corto circuito per quelle a frequenza alta).

23. - L'introduzione del ricevitore definitivo ha dato luogo a gravi irregolarità, apparse tracciando alcune curve frequenza-allungamento per varie posizioni del magnete: la piccola tensione generata in esso diminuiva rapidamente al crescere della frequenza, ed anche per forti amplificazioni la vibrazione ben presto s'arrestava (fig. 8). Si è proceduto pertanto secondo tre direttive: prima e fondamentale, quella di provare nuove posizioni; seconda, di avvolgere le bobine con molte spire di filo assai sottile; terza, sostituire il nucleo magnetizzato con altro di maggior forza coercitiva. Il persistere di una notevole differenza fra il magnete (provvisorio) solidale con il sostegno e quello (definitivo) scorrevole lungo le guide ha mostrata l'opportunità di misurare le tensioni generate separatamente dai due ricevitori, eccitando il nastro con un oscillatore, mediante il magnete centrale. In questo si teneva costante la corrente (costanza del flusso magnetico e quindi dell'ampiezza di

vibrazione) al variare della frequenza, che si faceva ogni volta coincidere con quella propria del nastro.

Le caratteristiche, tracciate in figura 9, mostrano uguale andamento della tensione elettrica generata in funzione della frequenza: resta quindi accertato che la causa degli inconvenienti lamentati risiedeva essenzial-

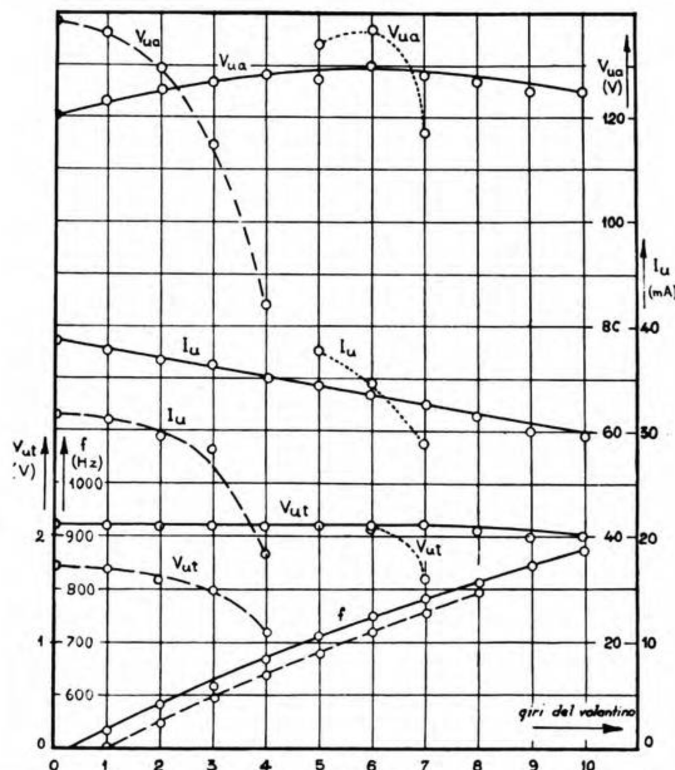


Fig. 8. — Frequenza f, tensione V_{ua} all'uscita dell'amplificatore, tensione V_{ut} all'uscita del traslatore e corrente d'eccitazione I_u in funzione dell'allungamento (un giro del volantino equivale a circa 40×10^6 newton/m^2, cioè a circa 4 kg$_p$/mm^2):

———— magnete provvisorio,
— — — » definitivo (amplificazione a),
------------ » » (amplificazione $2a$).

mente nella difficoltà di trovare una buona posizione per il ricevitore; gli altri due provvedimenti sono tuttavia serviti ad aumentare vantaggiosamente l'ampiezza della tensione elettrica generata.

Infatti si è trovato per il ricevitore un punto in cui l'andamento della tensione ai capi dell'eccitatore si è mantenuto praticamente retti-

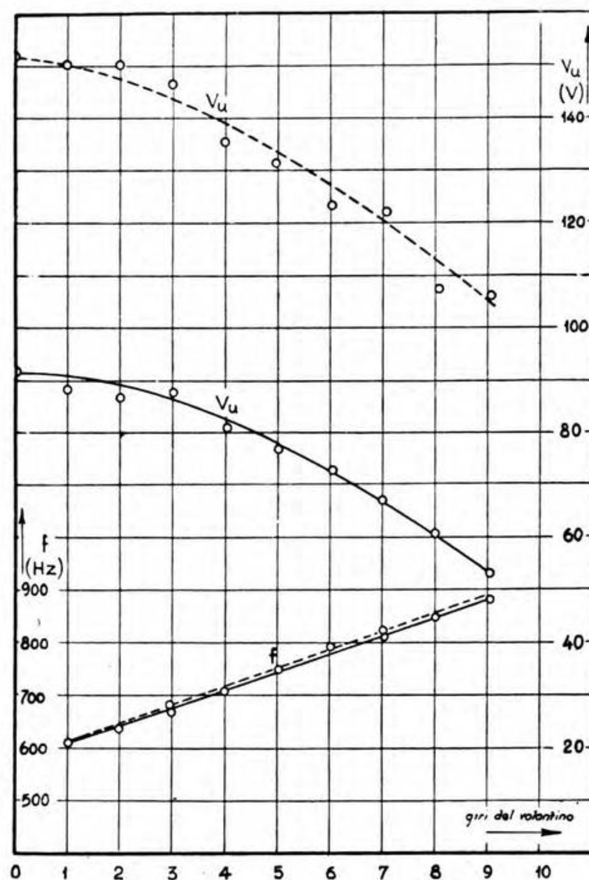


Fig. 9. — Frequenza di vibrazione, e caratteristiche di tensione elettrica, dei due elettromagneti ricevitori, in funzione dell'allungamento (per le ascisse vedi la figura 8, per le ordinate l'amplificazione è uguale per entrambi gli elementi e vale circa 10^4 unità):

——— magnete provvisorio,

— — — » definitivo.

lineo ed orizzontale al variare della frequenza, durante il normale funzionamento con il nastro autooscillante (fig. 10).

Il nastro vibrante e i blocchetti di fissamento definitivi sono disegnati in figura 11.

24. - Con il ponticello tensiometrico disegnato è stata eseguita una prova presso il Laboratorio di Costruzioni del R. Politecnico di Torino, seguendo il noto dispositivo di misura indicato in figura 3. Si è solleci-

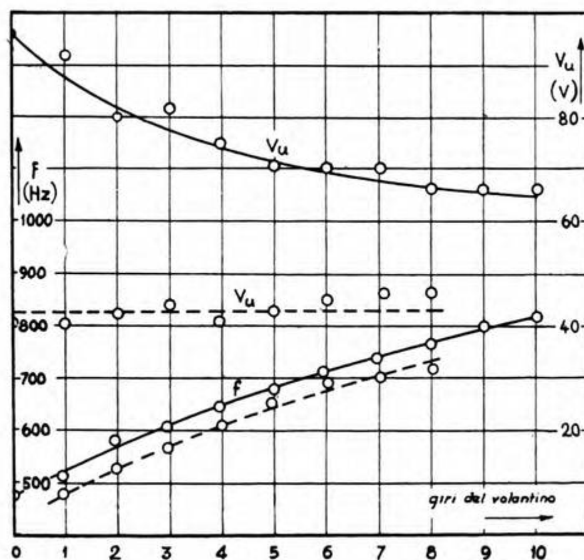


Fig. 10. — Frequenza e tensione elettrica amplificata in funzione dell'allungamento (nastro autooscillante come in figura 8):
——— magnete provvisorio,
— — — » definitivo.

tata a flessione una trave a doppio T del profilo normale 8, mediante una piccola pressa ad olio: dalla parte delle fibre tese era fissato il pon-

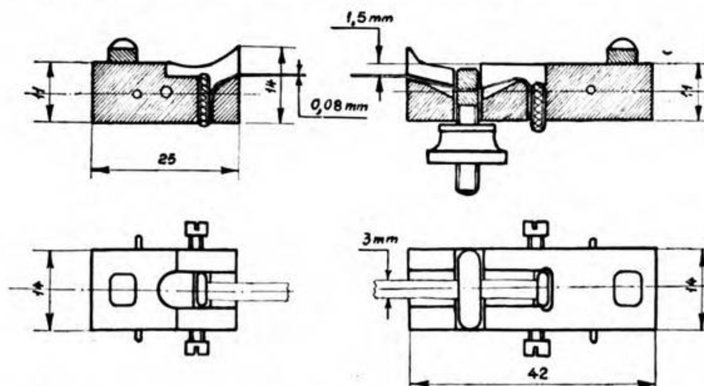


Fig. 11. — Nastro vibrante e blocchetti di fissamento.

ticello, con due robusti e grossi morsetti, capaci di conficcare i denti dei blocchetti dentro il materiale in prova.

In figura 12 è tracciata la caratteristica in scala quadratica: da essa, estrapolando per frequenza zero, si è ottenuto il valore della tensione iniziale σ_0, con buona approssimazione (superiore all'1 %). In base a questo valore ed a quelli medi normali di E e δ per l'acciaio extradolce, si sono calcolati i valori teorici della frequenza di vibrazione: lo scarto

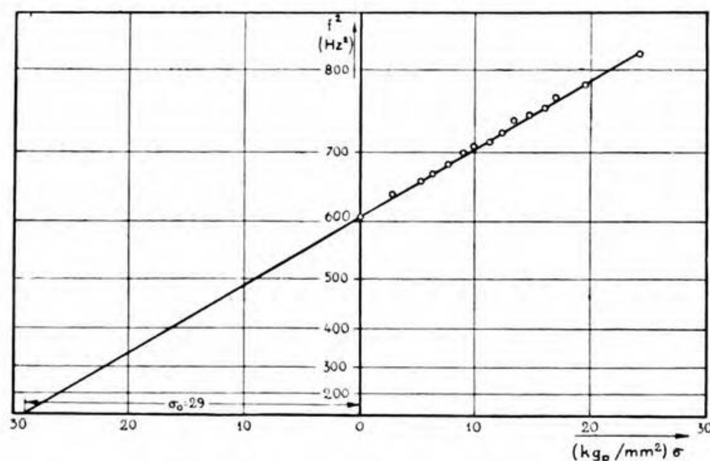


Fig. 12. — Caratteristica frequenza-tensione assiale unitaria.

massimo fra i valori misurati e quelli calcolati è stato poco superiore al 3 %, non ostante le numerose incertezze; lo scarto medio risultava di molto inferiore.

Dalla caratteristica si deduce per la pendenza media un valore di 9,1 Hz/kg_p/mm² (circa $0{,}9 \times 10^{-6}$ Hz/newton/m²), relativo all'intervallo di frequenze in cui si è lavorato. Per quanto riguarda il metodo di misura seguito, si può ammettere una sensibilità in frequenza di 1 Hz, cui corrispondono in tensioni unitarie 11 kg_p/cm² (circa 100×10^4 newton/m²): tale sensibilità è superiore a quella raggiungibile con il metodo Schaefer.

25. - Ormai appare chiara l'importanza dell'analisi condotta nei riguardi della sensibilità, in relazione agli elementi che la governano e a quelli che ne consentono il miglioramento: si conferma come uno strumento tarato in frequenza, la cui scala sia soltanto di 60 mm, non possa permettere praticamente di apprezzare deviazioni inferiori a circa 8 Hz su 1000.

Precisiamo infine le conclusioni qualitative del paragrafo 20 e il cenno relativo alla sensibilità. Questa deve salire da 8 Hz su 1000, cui corrispondono 90 kg_p/cm² (circa 9×10^6 newton/m²), a 1 Hz su 1000, cioè a una diecina di kg_p/cm² (10^6 newton/m²). Basterà disporre di uno stru-

mento la cui portata sia circa 1/8 di quella dello strumento principale: la sensibilità risulterà moltiplicata per 8. Accenneremo nel paragrafo 26 al modo di conseguire questo miglioramento.

Amplificatore.

26. - I dati di massima per il calcolo sono stati i seguenti:
campo di frequenza 300 ÷ 1500 Hz,
tensione generata dall'elettromagnete ricevitore 0,04 ÷ 0,08 V,
tensione d'alimentazione dell'eccitatore 4 ÷ 8 V,
corrente massima dell'eccitatore 130 mA.

L'amplificatore dovrà essere chiuso sul magnete d'eccitazione, con interposto un traslatore per l'adattamento delle impedenze. Lo si è attuato con due stadi, l'uno preamplificatore, che fornisce da solo la totale amplificazione di tensione (100 unità), l'altro di potenza, capace di fornire la corrente necessaria, mantenendo ai capi del magnete, per il tramite del traslatore, una tensione uguale a quella applicata alla propria griglia, con un guadagno cioè pari al rapporto di trasformazione medio del traslatore. I tubi scelti sono due pentodi della serie americana: 6J7G, amplificatore di tensione, 6F6G, amplificatore di potenza.

Sono state rilevate diverse caratteristiche d'amplificazione, variando sia la frequenza, sia l'ampiezza della tensione d'entrata, con carichi diversi. Sebbene il carico normale, costituito dal traslatore chiuso sull'elettromagnete eccitatore, sia piuttosto variabile con la frequenza, si è ottenuta una costanza notevole della corrente d'eccitazione. Per essa infatti lo scarto massimo rispetto alla media è del 4 % fra 500 e 1400 Hz.

Frequenziometro.

27. - È del tipo elettronico a deviazione e lo schema è sostanzialmente uno di quelli proposti dal Vecchiacchi ([12]). Una descrizione più estesa verrà fatta in seguito: per ora basti accennare alle caratteristiche essenziali.

L'apparecchio è provvisto di due microamperometri, uno principale da 200 μA, inserito in permanenza all'uscita del dispositivo di rettangolazione dell'onda entrante, la cui deviazione massima corrisponde a 1000 Hz; uno ausiliario da 30 μA, provvisto di un dispositivo di compensazione. Servendosi di questo, lo strumento di portata minore vien posto in serie con quello principale, ottenendosi quindi una moltiplicazione per 7 della sensibilità. Così, ad esempio, portandolo nella zona 170 ÷ 200 μA, la sensibilità relativa massima raggiunge il valore di 1,2 Hz su 1000, che in tensioni unitarie corrispondono a $1,3 \times 10^6$ newton/m^2 (meno di 14 kg$_p$/cm^2).

([12]) F. Vecchiacchi: Frequenziometri elettronici a deviazione - A. F., 1937, VI, p. 279.

La corrente, praticamente proporzionale alla frequenza, è indipendente dalla tensione applicata entro larghi limiti: l'inferiore può stabilirsi sui 3 V, il superiore è determinato soltanto dalla rigidità dielettrica dell'isolante più sollecitato.

Ringrazio il professore Giancarlo Vallauri per i suoi consigli e il dottore Fubini che iniziò lo studio di questo dispositivo e ne seguì i primi sviluppi. Devo poi molta riconoscenza all'ingegnere Becchi, che ha costantemente prestato la sua opera e il suo consiglio per la soluzione dei problemi meccanici.

Torino, luglio 1939-XVII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

SCHEMA DI TEORIA E DI CLASSIFICAZIONE DEI MICROFONI

ANTONIO GIGLI

E' scopo della relazione dare una visione sintetica generale dei vari tipi di microfoni attualmente in uso, proponendo uno schema di classificazione e di denominazione. Si passano in rassegna i vari momenti della trasformazione microfonica, illustrando, anche mediante una serie di tabelle riassuntive, le condizioni che debbono essere soddisfatte per ottenere la più fedele riproduzione dei suoni. Con alcuni esempi si illustrano le conclusioni teoriche.

Classificazione dei microfoni.

1. - Un microfono è un apparecchio che serve a stabilire una relazione fra una grandezza relativa al mezzo nel quale si attua il fenomeno acustico ed una grandezza di natura elettrica.

Potremo dire anche che i microfoni servono a trasformare energia acustica in energia elettrica, ove si dia al termine « trasformazione » un significato un po' più ampio di quello che gli si dà nella terminologia elettrica.

Mediante i microfoni si tende adunque ad avere in forma elettrica una rappresentazione del campo sonoro, sia per effettuare misure e ricerche su di esso, sia per trasmettere facilmente, a distanza, notizia dei fenomeni che vi si compiono. È evidente come si richieda, in via assoluta, che la grandezza elettrica sia immagine quanto più è possibile fedele della situazione acustica del punto del campo sonoro, nel quale si trova il microfono.

Mentre per gli apparecchi destinati a compiere la funzione reciproca (telefoni, altoparlanti) circostanze di varia natura hanno condotto ad usare un numero relativamente ristretto di tipi, esistono numerosi e diversi tipi di microfoni, e la introduzione dei nuovi non sempre ha portato alla scomparsa dei precedenti. La varietà dei tipi è infatti non soltanto giustificata dalla necessità pratica di disporre di apparecchi aventi diverso grado di qualità, e quindi di costo, ed aventi certe caratteristiche meccaniche e di uso, ma anche da ragioni legate al modo stesso con il quale avviene la trasformazione.

A seconda della grandezza del campo sonoro, alla quale il microfono è sensibile, si hanno invero differenti microfoni, i quali dànno immagini

elettriche diverse del campo stesso, e questo beninteso indipendentemente e separatamente dalle eventuali deformazioni introdotte, per pratiche necessità costruttive, dall'organo operante la trasformazione.

Riesce quindi opportuno ricercare per via teorica, oltre che per via sperimentale, quali siano le caratteristiche dei diversi tipi di microfoni, in modo da separare le qualità essenziali (di principio) da quelle che derivano invece da ragioni pratiche (costruttive), anche perchè al riguardo non vi è accordo assoluto o quanto meno sussiste una certa indeterminatezza (1).

È necessario chiarire subito una distinzione:

a) microfoni, i quali compiono la *trasformazione diretta dell'energia sonora in energia elettrica* (da ricordare il microfono a filo caldo, come esempio tipico);

b) microfoni, i quali compiono la trasformazione di energia sonora in energia elettrica mediante una *trasformazione acustico-meccanico-elettrica* (2).

Se ci si limita a considerare ora i microfoni del secondo gruppo, nei quali la conversione di energia sonora in elettrica avviene mediante una trasformazione elettromeccanica, si vede che tutti possono ridursi ad uno schema molto semplice. Un organo meccanico (membrana tesa, piastra, sottile nastro od altro) sotto l'azione di una forza prodotta dal campo sonoro si deforma e si sposta rispetto alla condizione di riposo; lo spostamento viene utilizzato per far variare la caratteristica di un circuito elettrico.

I momenti della trasformazione possono così fissarsi: per effetto dell'azione del campo sonoro, una forza risulta applicata all'organo mobile (trasformazione acustico-meccanica); la forza agendo sull'organo mobile ne provoca spostamenti, rispetto alla sua posizione di riposo, con

---

(1) W. Schottky: Elektroakustik; in: Die Wissenschaftlichen Grundlagen des Rundfunkempfangs - J. Springer, Berlin, 1927.

E. Waetzmann: Technische Akustik - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934.

H. Olson a. F. Massa: Applied acoustics - P. Blakiston's Son, Philadelphia, 1934.

K. Schuster: E. N. T., 1932, IX, p. 235.

A. Charkewitsch: E. N. T., 1933, X, p. 195.

E. Paolini: A. F., 1939, VIII, p. 291.

(2) Sia ben chiaro che, così dicendo, non si vuole affatto lasciar supporre una diversità fisica fra l'energia connessa con le vibrazioni delle particelle d'aria (energia del campo sonoro) e l'energia connessa con le vibrazioni dei solidi (membrane, piastre, e simili). È comunque usuale nell'acustica tenere in certo modo separati i fenomeni di vibrazione delle particelle d'aria da quelli di vibrazione dei corpi solidi; di qui la possibilità di parlare di trasformazione acustico-meccanica quando si voglia porre in relazione l'energia contenuta nel campo sonoro con quella di vibrazione di un corpo solido immerso in detto campo. La trasformazione acustico-meccanica è quindi di tipo ben diverso dalla trasformazione meccanico-elettrica, nella quale ultima si ha un vero e proprio cambiamento di forma dell'energia.

una velocità determinata dalle caratteristiche del sistema meccanico (caratteristica meccanica); per effetto dello spostamento, o come funzione della velocità di spostamento, si produce una variazione in un elemento di circuito elettrico, opportunamente predisposto, ai capi del quale risulta disponibile una f. e. m. od una tensione (trasformazione meccanico-elettrica). Si può quindi fissare l'attenzione sui tre punti o tre momenti della trasformazione: trasformazione acustico-meccanica, caratteristica meccanica e trasformazione meccanico-elettrica.

I criteri che si offrono per una classificazione dei microfoni sono molteplici e diversi raggruppamenti appaiono possibili, a seconda del punto della trasformazione che si considera.

Riferendosi alla trasformazione acustico-meccanica si divideranno i microfoni in *microfoni a pressione* ed in *microfoni a gradiente di pressione*, a seconda cioè che la forza risulta funzione della pressione acustica o del gradiente della pressione acustica (differenza di pressione fra un punto a monte ed uno a valle dell'organo mobile). La distinzione, in via ideale, risulta facile, immaginando di portare il microfono in un sistema di onde stazionarie: il microfono è a pressione se la f. e. m. generata è massima quando il microfono si trova in un ventre di pressione, mentre è nulla nei ventri di velocità; si tratta invece di un microfono a gradiente di pressione, quando la f. e. m. è massima nei ventri di velocità (punti a gradiente a pressione massimo), e nulla nei ventri di pressione (punti a gradiente nullo). La distinzione risulta possibile anche in via sperimentale, ma in questo caso occorre necessariamente che il microfono sia tale da non turbare sensibilmente il campo sonoro.

Riferendosi alla trasformazione meccanico-elettrica si divideranno i microfoni in *microfoni di velocità* e *microfoni di spostamento*. Infatti la f. e. m. ai morsetti del microfono può risultare funzione degli spostamenti dell'organo mobile, oppure della velocità con la quale avvengono questi spostamenti. Sono evidenti due casi tipici: se la f. e. m. è dovuta allo spostamento di un conduttore in un campo magnetico (principio elettrodinamico), essa dipende dalla velocità con la quale avvengono gli spostamenti; se invece la f. e. m. è dovuta a variazioni di capacità (principio elettrostatico), essa dipende dallo spostamento. Si intuiscono facilmente altri esempi.

La tabella I e la figura 1 presentano lo schema delle due classificazioni. La normale terminologia dei microfoni si riferisce con particolare preferenza alla trasformazione meccanico-elettrica e si parla comunemente di microfoni elettrostatici, piezoelettrici, elettrodinamici e così via, riferendocisi al modo con il quale le vibrazioni dell'organo meccanico producono variazioni nelle caratteristiche di un circuito elettrico. Non può quindi recare meraviglia se si trovano microfoni, apparentemente gli stessi, sia fra i microfoni a pressione, sia fra i microfoni a gradiente di pressione; quest'ultima suddivisione si riferisce infatti alla trasformazione acustico-meccanica, che è completamente indipendente dalla precedente. Si parla anche comunemente di microfoni a pressione e di micro-

TABELLA I. — Classificazione dei microfoni.

Sistema acustico-meccanico / Sistema meccanico-elettrico		Microfoni: a pressione	Microfoni: a gradiente di pressione
Microfoni	di spostamento	elettrostatico piezoelettrico a contatto (a carbone) elettromagnetico	elettrostatico piezoelettrico
	di velocità	elettrodinamico	elettrodinamico

foni di velocità, riferendocisi a quelle caratteristiche dei microfoni, che dipendono dal genere di trasformazione acustico-meccanica che si compie: correttamente si dovrebbe, anzichè di « microfoni di velocità », parlare di « microfoni a gradiente di pressione ». È infatti meno logico e razio-

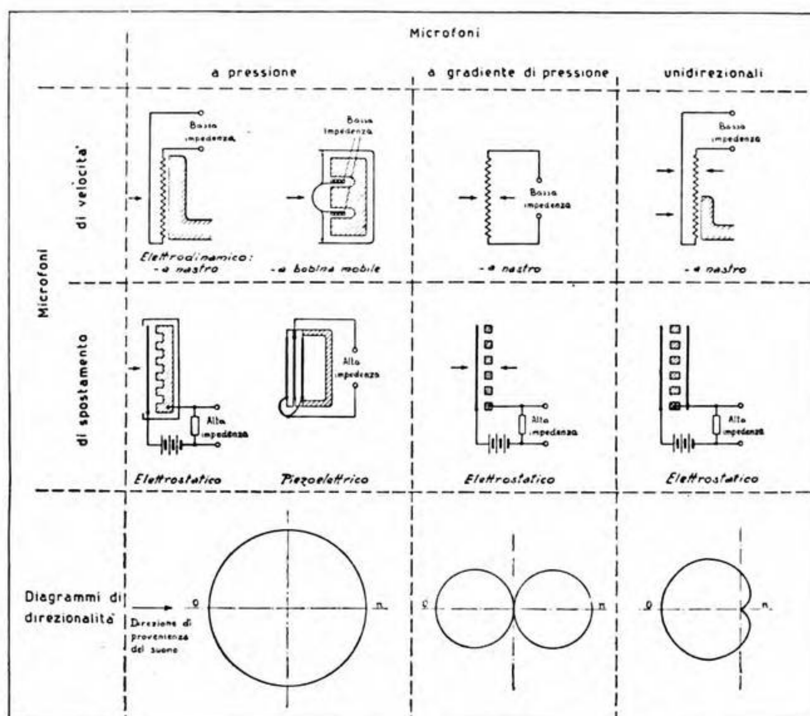


Fig. 1. — Schemi costruttivi dei microfoni.

nale pensare la velocità delle particelle come capace di generare lo spostamento o la deformazione di un nastro o di una membrana. Il fatto che in campi sonori di forma semplice, come ad esempio nel caso di onde sferiche progressive, gradiente di pressione e velocità delle particelle possano rappresentarsi con vettori aventi in tutti i punti del campo ugual direzione, non autorizza affatto a fare un uso troppo lato del termine « microfono di velocità », con riferimento alle caratteristiche della trasformazione acustico-meccanica, ma consiglia invece ad attenersi alla più corretta nomenclatura di microfoni a pressione e microfoni a gradiente di pressione.

Se si osserva ora la trasformazione nel suo complesso e si fanno considerazioni di carattere energetico, si intravede la possibilità di un altro

modo di raggruppamento dei microfoni: *microfoni trasformatori di energia*, nei quali la potenza elettrica generata dipende direttamente dalla potenza fornita dal campo sonoro, e *microfoni a relè*, nei quali invece lo spostamento dell'organo mobile, prodotto dall'azione delle onde sonore, viene utilizzato semplicemente come elemento che governa le caratteristiche di un opportuno circuito elettrico; è questo il caso tipico del microfono a carbone, nel quale gli spostamenti della membrana originano variazioni della resistenza dello strato di granuli di carbone, e di conseguenza variazioni di corrente. A tali variazioni fa riscontro un contenuto energetico, che non ha più nulla che vedere con quello dell'azione svolta dal campo sonoro. Siffatti microfoni sono irreversibili, mentre i microfoni trasformatori utilizzano sempre un principio reversibile.

Quest'ultima divisione presenta un certo interesse teorico ed ha la sua importanza per una esatta comprensione del modo di funzionare dei microfoni; essa perde tuttavia nella pratica molto del suo valore. La trasformazione di energia avviene non soltanto con rendimento estremamente basso, ma l'energia ricavabile dal campo acustico è quanto mai modesta, sicchè l'energia elettrica disponibile ai morsetti del microfono è scarsissima ed in pratica quasi sempre insufficiente. Occorre quindi collegare il microfono ad un amplificatore; in tal modo la tensione che il microfono pone a disposizione, pur senza fornire una quantità sensibile di energia, viene amplificata e l'energia elettrica, che risulta disponibile all'uscita dell'amplificatore, proviene non già dal campo sonoro, bensì dalle sorgenti di energia elettrica con le quali l'amplificatore è alimentato. Il microfono finisce così per avere il carattere di semplice organo di comando, ed in pratica il complesso microfono-amplificatore funziona in modo analogo ad un microfono a relè.

Efficienza della trasformazione microfonica.

2. - Per valutare compiutamente un microfono occorre conoscere anzi tutto: *a*) la caratteristica di frequenza (diagramma della f. e. m. fornita in funzione della frequenza, nel caso in cui la pressione acustica [3]) rimanga costante al variare della frequenza); *b*) la sensibilità (rapporto fra la potenza uscente e la potenza entrante, od altro rapporto equivalente, che consenta di apprezzare il rendimento della trasformazione microfonica); *c*) la distorsione non lineare (comparsa di armoniche nel caso di suono impresso originariamente puro); *d*) il diagramma di direzionalità (sensibilità a seconda dell'angolo di incidenza dell'onda sonora, cioè dell'angolo fra la direzione nella quale avvengono gli spostamenti del-

([3]) Col termine *pressione acustica* (p) si intende riferirsi, come si è soliti fare in acustica, alle variazioni di pressione contate a partire dalla pressione barometrica o *pressione statica* (P_0). Con la dicitura *pressione acustica costante* si intende dunque, nel caso di onda sinoidale, che il valor medio od il valore efficace od il valor massimo (indicati genericamente con p, nell'intesa che di essi si adotti quello che conviene caso per caso) rimangano costanti al variare della frequenza.

l'organo mobile e la direzione di provenienza dell'onda sonora). In secondo luogo occorre conoscere le caratteristiche legate alla pratica attuazione del microfono, quali: l'entità del rumore di fondo, l'inalterabilità delle caratteristiche nel tempo, la robustezza, la maneggevolezza e via dicendo.

Tralasciando questo secondo gruppo di caratteristiche, si porta ora tutta l'attenzione su quelle che sono le qualità tipiche delle varie classi di microfoni, indipendentemente dalla loro attuazione pratica.

Caratteristica di frequenza e sensibilità possono essere globalmente comprese sotto il nome di « efficienza della trasformazione microfonica ». Infatti un microfono è tanto più efficiente quanto più è ampia la gamma trasmessa e quanto maggiore il rendimento.

Una sensibilità eguale in tutte le direzioni, non è invece qualità essenziale; può infatti accadere che un microfono avente una sensibilità maggiore entro un certo angolo solido sia per molte applicazioni più adatto di uno a sensibilità costante; laddove per le applicazioni normali è certamente poco buono un microfono capace di trasmettere una sola porzione della gamma delle frequenze acustiche.

Per la valutazione dell'efficienza della trasformazione occorrerebbe in sostanza conoscere, per qualunque frequenza, entro tutta la gamma acustica, il rendimento della trasformazione, cioè il rapporto fra la potenza elettrica e la potenza acustica.

Per altro, sia la previsione teorica, sia la determinazione sperimentale del rendimento di un microfono non risultano praticamente possibili.

Se il microfono è connesso, come si è detto accadere quasi sempre, ad un amplificatore a tubi, la potenza elettrica fornita dal microfono può essere ritenuta uguale a $\frac{V_g^2}{R}$, essendo V_g la tensione applicata alla resistenza di griglia R del primo tubo ed ammessa trascurabile la componente reattiva della impedenza di entrata.

È qui da osservare che generalmente fra i morsetti del microfono ed i capi della resistenza di griglia del primo tubo è inserito un quadripolo elettrico, che può utilmente servire a migliorare la caratteristica di frequenza naturale del microfono. Il considerare, in luogo della f. e. m. ai morsetti del microfono, la tensione V_g, permette di tenere conto delle caratteristiche di questa rete di accoppiamento e consente inoltre di confrontare microfoni di diverso tipo in condizioni di maggiore uniformità (scompare infatti la differenza fra microfoni ad alta ed a bassa impedenza di uscita); e posto che si supponga di lasciare inalterate le caratteristiche dell'amplificatore, permette di sostituire, nel fare il confronto fra diversi microfoni, alla considerazione della potenza elettrica quella della tensione V_g.

La potenza acustica incidente sul microfono è uguale al prodotto del flusso unitario di energia in un secondo (4) J (potenza per unità

(4) Con *flusso di energia unitario* (= flusso di energia per unità di superficie) intendiamo il prodotto della pressione acustica istantanea per la com-

di superficie = potenza specifica) per la superficie S dell'organo mobile. A questo riguardo si deve osservare che i microfoni fino ad oggi esistenti non sono analoghi ai wattmetri, ma piuttosto ai voltmetri o agli amperometri; essi sono infatti apparecchi capaci di valutare una sola delle due grandezze, che concorrono alla formazione di una potenza. Nel campo acustico si effettuano attualmente soltanto o misure di pressione o misure di velocità delle particelle ed è possibile passare alle potenze specifiche, solamente in quanto si faccia implicito, ma necessario, riferimento ad un mezzo (ad esempio, l'aria per i microfoni) di resistenza acustica definita e costante, una volta fissate la temperatura e la pressione; in più il passaggio alla potenza specifica, ottenuto mediante formule, è soltanto possibile in quanto sia nota la forma del campo sonoro (si sia, ad esempio, in campo sonoro di onde piane o sferiche e così via).

Ne segue l'utilità, e si può dire la necessità, di sostituire alla considerazione della potenza acustica quella di un'altra grandezza del campo sonoro.

Se il microfono è di quelli che compiono direttamente la trasformazione di energia acustica in altra forma di energia, si dovrà assumere caso per caso la grandezza del campo acustico a cui il microfono è sensibile: ad esempio, la velocità delle particelle (per il microfono a filo caldo), la densità, e via dicendo. Se si tratta invece di un microfono, come quelli che si stanno ora esaminando, nel quale la trasformazione avviene per il tramite di un organo meccanico, la grandezza del campo sonoro dovrà essere di natura tale, da far sì che all'elemento mobile risulti applicata una forza. Si assume solitamente la pressione acustica, anche perchè essa è la grandezza del campo sonoro alla quale l'orecchio è più particolarmente sensibile.

La valutazione della efficienza di un microfono viene così ricondotta alla determinazione del quoziente $\frac{V_g}{p}$, dove V_g ha il significato detto e p è la pressione acustica (3) che si aveva nel punto occupato dal microfono, prima che questo ci si trovasse (si tiene conto in tal modo dell'influenza del campo di deformazione, di cui verrà detto più innanzi).

Si è così abbandonato ogni diretto riferimento al contenuto energetico della trasformazione ma, come si è già veduto, la considerazione della potenza elettrica è in pratica non interessante, dato l'uso degli amplificatori.

Ciò non vuol per altro significare che non abbia interesse poter disporre di microfoni che, a pari pressione acustica, mettano a disposizione tensioni relativamente elevate (l'attuale momento di successo dei microfoni piezoelettrici è in gran parte da attribuire al fatto che essi forniscono

ponente, normale alla superficie, del vettore velocità istantanea delle particelle. Il flusso unitario di energia in un secondo esprime quella grandezza che viene assai spesso indicata, con terminologia alquanto infelice, come *intensità sonora*.

tensioni maggiori di quelle fornite da altri microfoni ad alta fedeltà [elettrostatici o elettrodinamici] fino ad oggi noti); infatti quanto maggiore è la tensione microfonica, tanto più facile risulta la costruzione degli amplificatori, che, date le sensibilità dei microfoni sulle quali ci si aggira [dell'ordine di qualche mV/(dine · cm ^{2})], rappresentano un punto delicato e dispendioso in ogni sistema elettroacustico.

3. - Se ora si pone mente alle varie fasi con le quali avviene la trasformazione, si vede che il quoziente V_g/p può porsi uguale al prodotto di quattro quozienti caratteristici:

a) il quoziente fra la forza F, che produce lo spostamento dell'organo mobile, e la pressione p agente nel campo sonoro: il quoziente $F/p = A$ esprime, in un certo modo, la efficienza acustico-meccanica o *sensibilità acustica* del microfono;

b) il quoziente fra la velocità di spostamento v della parte mobile e la forza applicata F: il quoziente v/F, che definisce le caratteristiche del sistema meccanico, è uguale ovviamente all'ammettenza meccanica; lo si indicherà in seguito con M e può essere assunto per definire la *sensibilità meccanica*;

c) il quoziente fra la f. e. m. e ai morsetti del microfono e la velocità di spostamento v della parte mobile: il quoziente e/v esprime la efficienza meccanico-elettrica della trasformazione o *sensibilità elettrica* del microfono; lo si indicherà con E;

d) il quoziente fra la tensione V_g e la f. e. m. e, relativo al quadripolo elettrico di collegamento fra microfono e tubo dell'amplificatore microfonico.

La efficienza complessiva o *sensibilità totale* del microfono è quindi data da:

$$\frac{V_g}{p} = \frac{e}{p} \cdot \frac{V_g}{e} = \frac{F}{p} \cdot \frac{v}{F} \cdot \frac{e}{v} \cdot \frac{V_g}{e} = A \cdot M \cdot E \cdot \frac{V_g}{e} .$$

Riferendosi al punto *b*), ed a quanto già si è esposto nella tabella I e nelle distinzioni fatte fra microfoni di spostamento e microfoni di velocità, si osserva che in qualche caso può risultare opportuno considerare, anzichè il quoziente fra velocità e forza e quello fra f. e. m. e velocità, rispettivamente i quozienti fra spostamento e forza e fra f. e. m. e spostamento; ciò accade, per esempio, nei motori di tipo elettrostatico o piezoelettrico, nei quali la f. e. m. è proporzionale all'ampiezza dello spostamento e non alla velocità con la quale lo spostamento si ottiene. In tali casi la efficienza del microfono si può, per maggior comodità, scindere così:

$$\frac{V_g}{p} = \frac{e}{p} \cdot \frac{V_g}{e} = \frac{F}{p} \cdot \frac{\xi}{F} \cdot \frac{e}{\xi} \cdot \frac{V_g}{e} = A \cdot M' \cdot E' \cdot \frac{V_g}{e} ,$$

dove con ξ si è indicata l'ampiezza dello spostamento.

Non si esaminano, nel sèguito, le caratteristiche del quoziente V_g/e, perchè si tratta di una questione di carattere generale della teoria dei circuiti elettrici. Ci si limita ad esaminare la natura dei quozienti A, M ed E.

Le caratteristiche di frequenza dei vari momenti della trasformazione sono sinteticamente illustrate nei diagrammi delle figure 2, 3, 4, 5, mentre nella figura 6 sono raccolti i diagrammi della sensibilità totale.

Più difficile riesce ricercare il valore numerico del quoziente e/p o di quello V_g/p; non è possibile un'analisi di carattere generale, ma nei paragrafi 8 e 10 se ne farà un'analisi per alcuni microfoni più interessanti.

4. - *Efficienza acustico-meccanica.* — Esprime la natura del legame che sussiste fra il campo sonoro ([5]) ed il sistema meccanico.

Le grandezze del campo sonoro suscettibili di creare spostamenti dell'organo mobile sono due: pressione e gradiente di pressione.

La distinzione fra microfoni sensibili alla pressione e microfoni sensibili al gradiente è essenziale, poichè mentre, in onde piane progressive, pressione, gradiente (ed anche velocità delle particelle) sono l'un l'altro proporzionali secondo un coefficiente dipendente soltanto dalla frequenza, in un'onda sferica progressiva, il cui raggio di curvatura sia

---

([5]) Il campo sonoro che si stabilisce nell'intorno di un microfono, quando esso è in funzione, è costituito da due componenti:

1) campo sonoro primario od eccitante, campo che si avrebbe se il microfono pur presente non fosse in funzione,

2) campo secondario, campo prodotto dalla vibrazione della parte mobile del microfono.

Il campo primario può a sua volta considerarsi composto di due parti: campo sonoro che si avrebbe nello stesso punto in assenza del microfono, e campo di deformazione, costituito dalle deformazioni introdotte nel campo originario dal fatto che il microfono non è puntiforme. L'importanza di questo campo di deformazione, che è talvolta assai notevole, dipende naturalmente dalle dimensioni e dalla forma del microfono in rapporto alla lunghezza d'onda del suono; esso può essere pre-calcolato se la forma del microfono è semplice. Il campo di deformazione fa sì che la pressione ed il gradiente di pressione effettivamente applicati all'organo mobile siano diversi da quelli che preesistevano, in quel punto del campo, alla introduzione del microfono. Poichè il campo di deformazione è strettamente dipendente dalle dimensioni del microfono, cioè dalla particolare attuazione pratica, ma non influisce in benchè minima misura sul funzionamento di principio del microfono, la considerazione di esso potrà essere tralasciata nello svolgimento di una nota come la presente, con la quale si tende a precisare lo schema teorico delle varie classi di microfoni.

Il campo secondario è uguale al campo che il microfono produrrebbe come generatore; la sua influenza sulle condizioni di vibrazione è quindi analoga a quella che si ha negli apparecchi produttori di suoni, ed è caratterizzata dalla resistenza di radiazione e dalla massa d'aria posta in vibrazione dagli spostamenti dell'organo mobile; poichè in pratica quest'ultimo è assai piccolo, il campo sonoro secondario risulta di scarsa importanza.

piccolo in paragone alla lunghezza d'onda (6) mentre la pressione è funzione della distanza, e di essa sola, il gradiente di pressione (o la velocità delle particelle) è funzione della distanza e della frequenza. Ne segue che un microfono a pressione (lasciando da parte l'effetto del campo di deformazione) ha sempre le stesse caratteristiche di frequenza qualunque sia la sua distanza dalla sorgente; invece un microfono a gradiente presenta una distorsione di frequenza dipendente dalla distanza e dalla frequenza.

A seconda della forma dell'organo mobile si hanno due casi tipici:

a) microfoni nei quali l'organo mobile può essere considerato parte di un vibratore di ordine zero (sfera pulsante): microfoni a pressione;

b) microfoni nei quali l'organo mobile può essere considerato parte di un vibratore di ordine uno (sfera oscillante): microfoni a gradiente di pressione.

Se una sola faccia dell'organo mobile è sottoposta all'azione del campo sonoro, l'organo vibrante può essere considerato una porzione di vibratore di ordine zero; la forza che produce gli spostamenti risulta proporzionale alla pressione: in tal caso la caratteristica di frequenza di $A = \frac{F}{p}$ (fig. 2) risulta piana.

Quando l'organo vibrante è un vibratore di ordine 1, cioè può essere assimilato ad una porzione di sfera oscillante, il che si ha se entrambe le sue facce sono sotto l'azione del campo sonoro, la forza risulta proporzionale alla differenza di pressione; poichè il gradiente della pressione è funzione crescente della frequenza, in condizioni di pressione acustica costante nel campo sonoro, la caratteristica di $A = \frac{F}{p}$ risulta saliente con la frequenza (fig. 2).

Quanto s'è detto, vale per il caso di incidenza normale; se invece la direzione di propagazione fa un angolo θ con la direzione secondo la quale avvengono gli spostamenti dell'organo mobile, la forza — funzione, com'è stato detto poco sopra, del gradiente di pressione — risulta propor-

---

(6) Infatti, per un'onda sferica $\Phi = \frac{1}{r} A\, e^{-jkr}\, e^{j\omega t}$ $\left(\text{ove } k = \frac{\omega}{c}\right)$, le grandezze caratteristiche (pressione, velocità delle particelle e gradiente di pressione) hanno le espressioni:

$$p = \varrho_0 \frac{\partial \Phi}{\partial t} = \varrho_0 \frac{j\omega}{r} A\, e^{-jkr}\, e^{j\omega t},$$

$$v = -\frac{\partial \Phi}{\partial r} = \left(\frac{1}{r} + jk\right) \frac{1}{r} A\, e^{-jkr}\, e^{j\omega t},$$

$$\text{grad}\, p = \frac{\partial p}{\partial r} = -\left(\frac{1}{r} + jk\right) j\omega\varrho_0 \frac{1}{r} A\, e^{-jkr}\, e^{j\omega t};$$

ove sono Φ il potenziale di velocità, r la coordinata corrente, A una costante, c la velocità di propagazione e ϱ_0 la densità del mezzo.

zionale alla sua componente normale e la efficienza acustica funzione di cos θ; la caratteristica di direzionalità nel piano ha la forma ad 8 (fig. 2).

Nei microfoni a pressione, poichè la forza è proporzionale ad una grandezza scalare e non varia quindi al variare dell'angolo d'incidenza, sempre che le dimensioni del microfono siano piccole in paragone alla lunghezza d'onda del suono, la efficienza acustica è invariante con la direzione di provenienza del suono; la caratteristica di direzionalità nel piano è un cerchio (fig. 2).

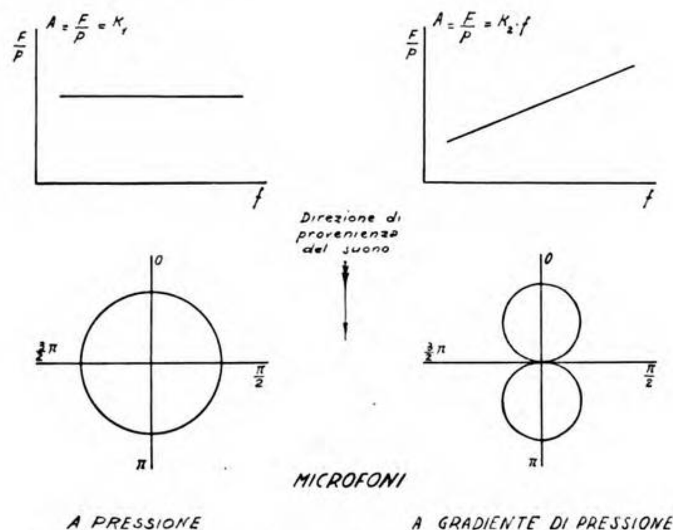


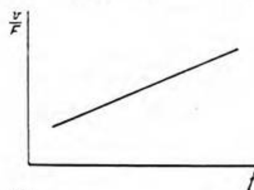
Fig. 2. — Caratteristiche di frequenza e di direzionalità della efficienza acustico-meccanica.

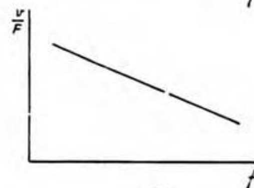
Si ottengono le caratteristiche direzionali nello spazio facendo ruotare le caratteristiche di figura 2 intorno all'asse 0 - π.

Si vede ora quale importanza, non soltanto teorica ma anche pratica, abbia la suddivisione fatta in microfoni a pressione ed in microfoni a gradiente di pressione. Tale distinzione è essenziale: poichè gradiente di pressione e pressione non sono in generale ricavabili l'uno dall'altro, le immagini del campo sonoro che si hanno con l'uno o con l'altro tipo sono sensibilmente diverse. La cosa è del resto ben nota nella pratica della ripresa radiofonica o cinematografica, laddove si sfruttano appunto le caratteristiche direzionali dell'uno o dell'altro microfono per ottenere particolari effetti.

5. - *Efficienza meccanica.* — Tutti i microfoni si lasciano ricondurre, per la parte meccanica, in via semplificativa, allo schema del vibratore

semplice, ad un grado di libertà, costituito da una massa puntiforme m, sottoposta all'azione di una forza impressa F ed a forze di elasticità ed attrito, proporzionali rispettivamente allo spostamento e alla velocità. Se si indicano con s_m (rigidezza meccanica) il fattore di proporzionalità tra la forza di elasticità e lo spostamento, e con r_m (resistenza





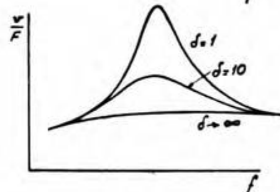


Fig. 3. — Caratteristiche di frequenza della efficienza meccanica.

meccanica) il fattore di proporzionalità fra la forza d'attrito e la velocità, l'equazione del vibratore semplice risulta:

$$F = m \frac{dv}{dt} + r_m v + s_m \int v \, dt .$$

Se F e v sono grandezze sinoidali semplici, con evidente analogia elettrica, si può definire un'impedenza meccanica:

$$Z_m = r_m + j\omega m + \frac{s_m}{j\omega} ;$$

detti $\omega_0 = \sqrt{\frac{s_m}{m}}$ ed ω rispettivamente la pulsazione corrispondente alla frequenza propria del sistema e quella corrispondente alla frequenza del moto di vibrazione impresso, si hanno tre casi limiti; le caratteristiche di frequenza del quoziente $M = \frac{v}{F} = \frac{1}{Z_m}$ sono indicate nella figura 3.

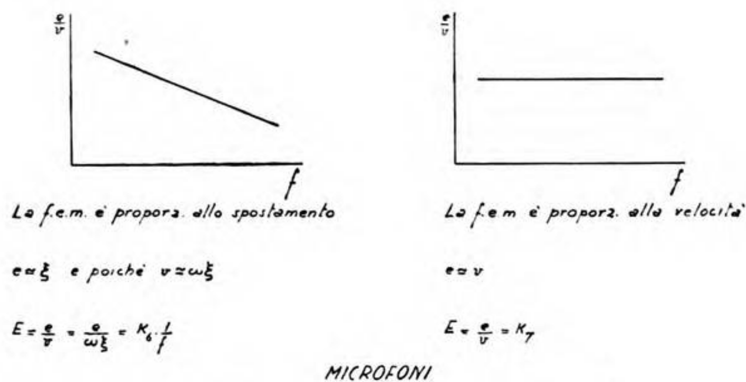


Fig. 4. — Caratteristiche di frequenza della efficienza meccanico-elettrica.

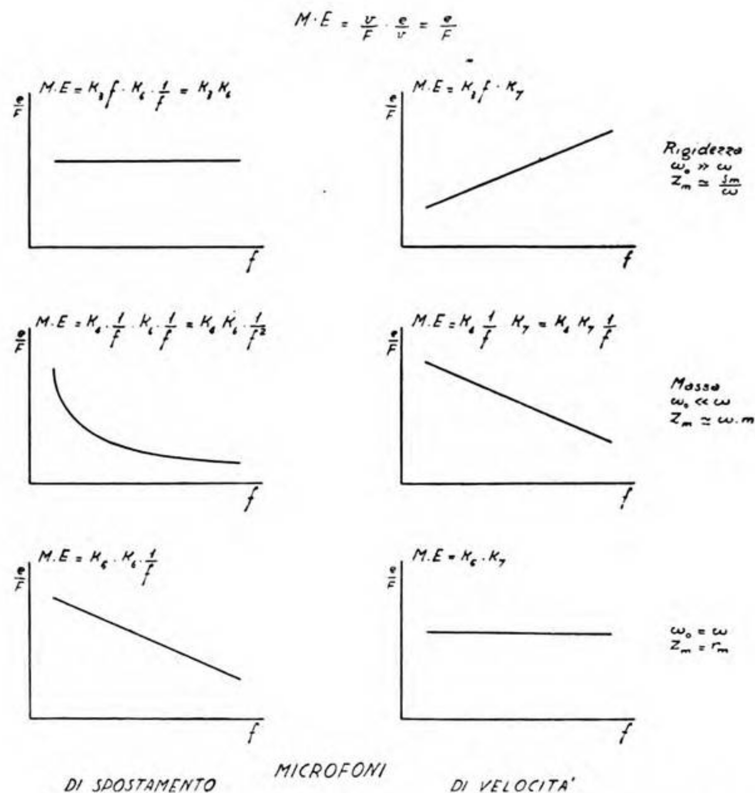


Fig 5. — Caratteristiche di frequenza della efficienza meccanica e meccanico-elettrica.

6\. - *Efficienza meccanico-elettrica.* — La efficienza meccanico-elettrica dipende dal tipo di parametro elettrico scelto per attuare la trasformazione microfonica. Se, ad esempio, si utilizza il principio dell'azione elettrodinamica, la f. e. m. risulta proporzionale alla velocità con la quale avvengono gli spostamenti dell'organo mobile; se invece si sceglie il principio elettrostatico o piezoelettrico, la f. e. m. risulta proporzionale agli spostamenti; la figura 4 dà le caratteristiche di frequenza del quoziente e/v nei due casi.

7\. - *Efficienza complessiva.* — È facile ora vedere come, combinando i vari casi elementari, si ottengano i diagrammi della efficienza com-

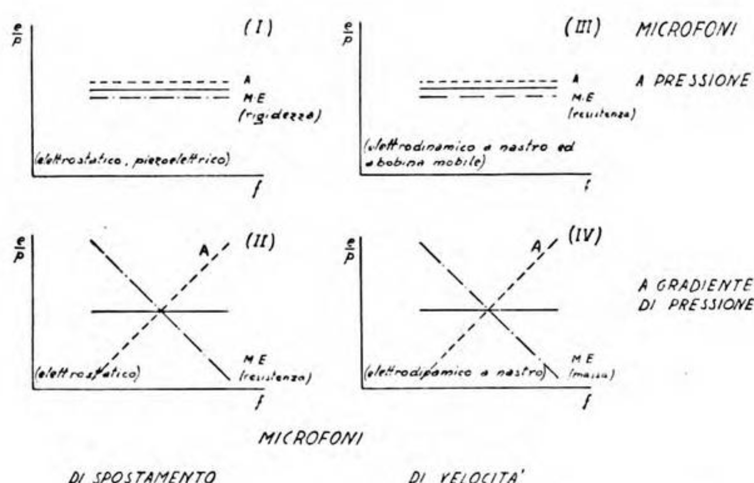


Fig. 6. — Caratteristiche di frequenza dell'efficienza totale.

plessiva di tutta una serie di microfoni: alcuni aventi una caratteristica di frequenza buona od ottima, altri con caratteristica di frequenza molto sfavorevole. Si può compiere prima la fusione della caratteristica meccanica con quella meccanico-elettrica (fig. 5), fondere quindi la caratteristica così ottenuta con quella acustico-meccanica; la figura 6 mostra i quattro casi possibili e convenienti. È naturalmente da tenere conto che i quattro diagrammi si riferiscono a casi teorici, con divergenze rispetto al caso pratico facilmente intuibili, in quanto sono stati considerati come tipici, per i tre momenti della trasformazione microfonica, i loro casi limite.

Comunque, è interessante osservare, come tutti i microfoni di tipo meccanico-elettrico rientrino nei casi tipici; nei paragrafi seguenti verrà dato un esempio di ciascuno.

Esempi illustrativi della teoria.

8. - Il caso I della figura 6 è tipicamente quello del comune *microfono elettrostatico*.

Questo microfono è formato, notoriamente, da una sottile lamina di alluminio, fortemente tesa, affacciata ad un elettrodo fisso che porta intagli e fori a fondo cieco (fig. 7). Il sistema meccanico è costituito dalla massa e dalla rigidezza della membrana, alle quali si aggiungono la rigidezza e la resistenza di attrito del sottile strato d'aria compreso fra membrana e controelettrodo. La frequenza di risonanza di questo sistema è sempre molto alta (si cerca di portarla al di sopra della gamma di frequenze utili); la curva di risonanza è convenientemente smorzata dalla resistenza di attrito sviluppata dallo straterello d'aria.

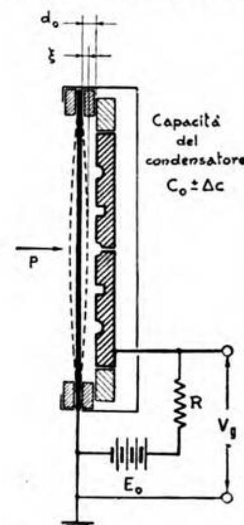


Fig. 7. — Schema costruttivo di microfono elettrostatico a pressione.

Si consegue il desiderato valore della frequenza di risonanza e dello smorzamento, giocando sulle caratteristiche dello strato d'aria: variando e lo spessore dello strato e la forma degli intagli praticati sul controelettrodo, si può cambiare sia la rigidezza, sia la resistenza meccanica entro limiti assai estesi. La figura 8 mostra appunto come soltanto col variare lo spessore dello strato di aria si possano ottenere tre caratteristiche di frequenza sostanzialmente diverse: nel caso della 1, per cui la distanza fra la membrana e il controelettrodo è piccolissima, la resistenza di attrito viene ad avere un carattere prevalente (cioè, mentre $A = K_1$, $M = K_5$ ed $E = K_6 \cdot \frac{1}{f}$, e così $e/p = K' \cdot \frac{1}{f}$); nel caso della 2, la distanza è appropriatamente scelta $\left(Z_m = \frac{s_m}{\omega}\right)$ sì che si ottiene una caratteristica di frequenza abbastanza soddisfacente (infatti $A = K_1$, $M = K_3 \cdot f$ ed $E = K_6 \cdot \frac{1}{f}$, talchè $e/p = K''$); nel caso della 3, la distanza fra membrana e controelettrodo è molto notevole, sì che le condizioni di vibrazione del sistema dipendono soltanto dalle caratteristiche della membrana. L'influenza dello strato d'aria è trascurabile, ed appaiono le risonanze proprie della membrana analogamente

a quanto si verifica determinando la caratteristica di frequenza di un microfono nel vuoto [7].

Per precisare l'ordine di grandezza del valore numerico di V_g/p o di e/p, si può ricorrere al ragionamento seguente. In punti della caratteristica di frequenza assai lontani dalla risonanza, laddove le condizioni di vibrazione sono determinate dalla rigidezza dello strato d'aria, la membrana si deforma come sotto l'azione di una pressione statica uni-

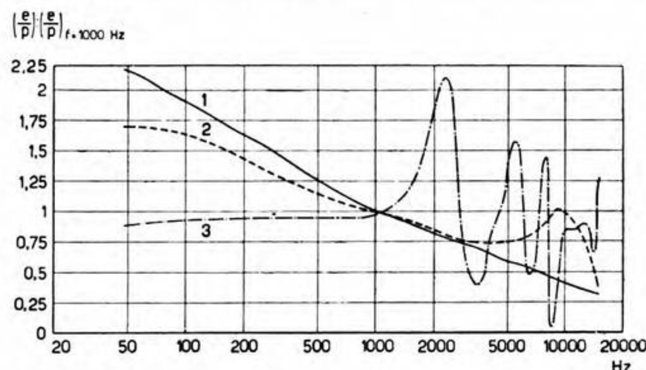


Fig. 8. — Caratteristica di frequenza di microfoni elettrostatici.

forme; la linea di deformazione (forma assunta da un qualunque diametro durante la vibrazione) è di tipo parabolico e la rigidezza dello strato d'aria, riferita ad un sistema vibrante puntiforme, viene espressa dalla relazione [8]:

$$s_{ma} = \frac{1}{4} S^2 \frac{\gamma P_0}{V} ,$$

dove S è la superficie della membrana, V il volume d'aria compreso fra membrana ed elettrodo, P_0 la pressione atmosferica normale e γ il rapporto dei calori specifici. La forza applicata alla membrana, prodotta da una pressione uniforme p, riferita sempre al vibratore semplice [8], è:

[1] $$F = \frac{1}{2} S p .$$

La deformazione (spostamento della membrana), per la definizione stessa di rigidezza meccanica, è:

[2] $$\xi = \frac{F}{s_{ma}} = \frac{2 V p}{\gamma P_0 S}$$

(7) E. Fano: A. F., 1938, VII, p. 486.
(8) E. Waetzmann: Technische Akustik - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934, II, p. 22.

e quindi il rapporto fra la deformazione ξ e la distanza d_0 fra membrana ed elettrodo, equivalente, a meno di termini di ordine superiore, al rapporto fra la variazione di capacità Δc e la capacità a riposo C_0, risulta:

$$\frac{\xi}{d_0} = \frac{2\,V p}{\gamma\, P_0\, S\, d_0} = \frac{\Delta c}{C_0}.$$

Si dimostra che in un microfono, inserito nel classico circuito a bassa frequenza, per il quale la capacità C_0 varii periodicamente di $\pm\,\Delta c$ (fig. 7), la tensione V_g ai capi della resistenza R, non considerando armoniche di ordine superiore che è possibile rendere piccole e trascurabili di fronte alla fondamentale, è:

$$V_g = \frac{\Delta c}{C_0} \cdot \frac{\omega\, E_0\, R\, C_0}{\sqrt{1 + (\omega\, R\, C_0)^2}} \cdot \cos(\omega t + \varphi),$$

dove E_0 è la f. e. m. della batteria di polarizzazione, ed ω la pulsazione.

La quantità:

$$[3] \qquad e = \frac{\Delta c}{C_0}\, E_0 \cos \omega t = \frac{\xi}{d_0}\, E_0 \cos \omega t\,,$$

che si può considerare come la f. e. m. fornita dal microfono, considerato come un generatore di impedenza interna $1/(\omega\, C_0)$, risulta proporzionale agli spostamenti della membrana, e quindi proporzionale alla pressione acustica, secondo un termine di proporzionalità indipendente dalla frequenza; ciò che invece non accade per la V_g, a causa del termine $\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\, R\, C_0)^2}}$.

Ci si limiterà a considerare il valore del quoziente e/p, che è quello che più interessa, poichè definisce le caratteristiche della capsula microfonica per sè stessa, indipendentemente dalle caratteristiche del circuito elettrico di accoppiamento, variabile, fra l'altro, a seconda dell'amplificatore usato. Si ha quindi:

dalla [1] $\qquad A = \frac{F}{p} = \frac{1}{2}\, S,$

dalle [1] e [2] $\qquad M' = \frac{\xi}{F} = \frac{1}{s_{ma}} = \frac{4\,V}{\gamma\, P_0\, S^2}\,,$

dalla [3] $\qquad E' = \frac{e}{\xi} = \frac{E_0}{d_0}\,,$

e quindi:

$$[4] \qquad \frac{e}{p} = A \cdot M' \cdot E' = \frac{2\,V}{\gamma\, P_0\, S\, d_0}\, E_0\,,$$

mediante la quale è possibile calcolare la sensibilità di un microfono avente caratteristiche geometriche note.

Se il controelettrodo è piano, si può scrivere $V = S \cdot d_0$; quindi la relazione:

[5] $$\frac{e}{p} = \frac{2\,E_0}{\gamma\,P_0}$$

permette di calcolare un valore di sensibilità assoluta: ad esempio, con $E_0 = 200$ V risulta:

[6] $$\frac{e}{p} = 0{,}28\,\frac{\text{mV}}{\text{dine} \cdot \text{cm}^{-2}}\;.$$

Come si vede, un microfono ad elettrodo piano, che avrebbe una caratteristica di frequenza assolutamente cattiva, risulterebbe anche estremamente poco sensibile.

In realtà il controelettrodo porta fori ed intagli a fondo cieco, utili non soltanto in quanto con il loro esatto dimensionamento si attuano piccoli risuonatori, che migliorano la caratteristica di frequenza, ma perchè si consegue anche un notevole aumento di sensibilità. Infatti in tal modo aumenta il volume V, senza aumentare la distanza d_0, ciò che, come risulta dalla [4], si risolve in un aumento di sensibilità, la quale viene quindi a non essere più indipendente dalle caratteristiche geometriche, come accade allorchè è valida la [5]. Poichè nei microfoni esattamente dimensionati il volume dell'aria dietro la membrana è qualche decina di volte maggiore di quello che si avrebbe fra membrana ed elettrodo piano, la sensibilità, in rapporto al valore indicato dalla [6], risulta in definitiva aumentata nella stessa misura e si giunge alla sensibilità di $1 \div 5$ mV/(dine · cm^{-2}), per microfoni alimentati con tensione di 200 V.

Come deriva dalla [4], la sensibilità cresce con l'aumentare di E_0 e col diminuire di d_0, ma non si può molto guadagnare per questa via per non compromettere l'integrità stessa del microfono, stabilendo un eccessivo gradiente di tensione elettrica nello strato d'aria fra membrana e controelettrodo. In più il funzionamento regolare del microfono (assenza di distorsioni non lineari) è legato al soddisfacimento della condizione $\xi \ll d_0$, che pure impone un limite alla diminuzione di d_0.

9. - La possibilità di ottenere la trasformazione microfonica per via elettrostatica, mediante un sistema meccanico governato essenzialmente dalla resistenza, risulta preziosa per l'attuazione di *microfoni elettrostatici a gradiente di pressione*; occorre in questo caso (fig. 6-II) che la caratteristica $M \cdot E = \frac{v}{F} \cdot \frac{e}{v}$ sia discendente con la frequenza per compensare la caratteristica di $A = \frac{F}{p}$ crescente con la frequenza. In tali microfoni la membrana è quindi posta molto vicino all'elettrodo fisso (con che si attua un dispositivo ad elevata resistenza meccanica), sul

quale sono praticati grandi fori passanti (fig. 1), affinchè la membrana possa essere investita sulle due facce dall'onda sonora, e sia quindi sensibile all'azione del gradiente di pressione: la caratteristica di frequenza risulta pressochè piana.

10. - Mediante il principio elettrodinamico possono essere attuati microfoni sia a pressione sia a gradiente di pressione.

In un tipo ormai classico di *microfono a gradiente di pressione elettrodinamico*, un nastro molto leggero è posto nel traferro di un magnete permanente (fig. 1), in modo che le linee di campo siano parallele al piano del nastro e perpendicolari alla sua maggiore dimensione. Esso è sottoposto su entrambe le facce all'azione del campo sonoro e quindi, per effetto della differenza di pressione acustica, il nastro si sposta nel traferro: la f. e. m. ai suoi capi è proporzionale alla velocità di spostamento e quindi $E = e/v$ invariante con la frequenza. Poichè la caratteristica acustica risulta saliente con la frequenza ($A = K_2 \cdot f$; fig. 2), occorre che le vibrazioni del sistema siano governate dalla massa ($M = K_4 \cdot \frac{1}{f}$; fig. 3), ciò che si ottiene lasciando il nastro poco teso e facendolo leggermente corrugato in modo da diminuirne al massimo la rigidezza (la frequenza propria del sistema è infatti di alcune decine di hertz) (fig. 6-IV). La caratteristica di frequenza risulta pressochè piana.

L'impiantare un calcolo per la valutazione della sensibilità è ancor più difficile che nel caso del microfono elettrostatico. In linea di massima, posto che siano $\Delta p = \frac{\omega \, \Delta x}{c} p$ ed $F = S \cdot \Delta p$, si ha:

$$A = \frac{F}{p} = \frac{S \, \omega}{c} \Delta x$$

$$M = \frac{v}{F} = \frac{1}{\omega \, m}$$

$$E = \frac{e}{v} = B \cdot l \, ,$$

dove sono S la superficie, l la lunghezza ed m la massa del nastro; B l'induzione nel traferro; Δx la distanza fra la faccia a monte e quella a valle; ω e c, al solito, la pulsazione e la velocità del suono.

Quindi: $\frac{e}{p} = A \cdot M \cdot E = \frac{S \, \Delta x}{c \, m} B \cdot l$, indipendente dalla frequenza.

Per un microfono per il quale sia $m = 1 \cdot 10^{-6}$ kg, $l = 5 \cdot 10^{-2}$ m, d (= larghezza del nastro) $= 4 \cdot 10^{-3}$ m, $B = 0{,}2$ Wb/m²; posto di assumere che il gradiente sia quello stesso, che si ha in aria libera, scelto $\Delta x = 3 \cdot 10^{-3}$ m, risulta:

$$A \cdot M = \frac{S\,\Delta x}{c\,m} = 1{,}7 \cdot 10^{-3} \frac{\mathrm{m \cdot s^{-1}}}{\mathrm{newton \cdot m^{-2}}},$$

$$E = B \cdot l = 1 \cdot 10^{-2} \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m \cdot s^{-1}}},$$

e quindi:

$$\frac{e}{p} = 1{,}7 \cdot 10^{-5} \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{newton \cdot m^{-2}}},$$

avendo assunto, nel sistema Giorgi, l'unità di forza: 1 newton = 1 joule/m = 10^5 dine.

Data la piccolissima resistenza del nastro (qualche decimo di ohm), il microfono vien sempre unito ad un traslatore di rapporto 100 all'incirca, sicchè in definitiva si ha:

$$\frac{V_g}{p} = \frac{e}{p} \cdot 100 = 1{,}7 \cdot 10^{-3} \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{newton \cdot m^{-2}}} = 0{,}17 \cdot 10^{-3} \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{dine \cdot cm^{-2}}},$$

che è la normale sensibilità di microfoni di questo tipo.

11. - L'attuazione di un microfono elettrodinamico sensibile alla pressione non è facile: il sistema meccanico deve essere governato dalla resistenza (fig. 6-III), ma questa, pur prevalendo, non può essere eccessiva per non attuare un dispositivo altrimenti troppo insensibile. L'attuazione più interessante è quella del *microfono a bobina mobile:* gli elementi caratteristici del microfono di questo tipo, attuato da E. C. Wente e A. L. Thuras ([9]) sono indicati nelle figure 9 e 10. Come si vede, la caratteristica di frequenza del risuonatore semplice (fig. 9-A) costituito dalla membrana, dalla bobina mobile e dallo strato d'aria sottostante, è di per sè poco favorevole, anche attuando dispositivi a smorzamento relativamente elevato; l'abbassamento della caratteristica di frequenza sulle alte e le basse frequenze è stato felicemente evitato da Wente e Thuras con l'aggiunta di alcuni risuonatori acustici (fig. 9-B e fig. 10), che, se ben dimensionati, hanno un'efficacia veramente notevole. Così mentre il diagramma a tratto pieno si riferisce al dispositivo non corretto, quello tratteggiato si riferisce al dispositivo con i risuonatori per le alte frequenze, ed il diagramma a tratto continuo e con cerchietti mostra la caratteristica di frequenza finale, che risulta pienamente soddisfacente.

Data la complessità del circuito equivalente, un calcolo della sensibilità non è praticamente attuabile. Può invece essere interessante prendere occasione dall'esame di questo microfono, per richiamare l'attenzione sulla differenza, assai importante per la misura di piccole pressioni acustiche, fra microfoni a bassa e ad alta impedenza elettrica.

([9]) E. C. Wente e A. L. Thuras: J. A. S. A., 1931, III, p. 44.

Come osserva E. C. Wente ([10]) il microfono a bobina mobile, con una bobina avente una resistenza elettrica di 20 Ω, ha una sensibilità di

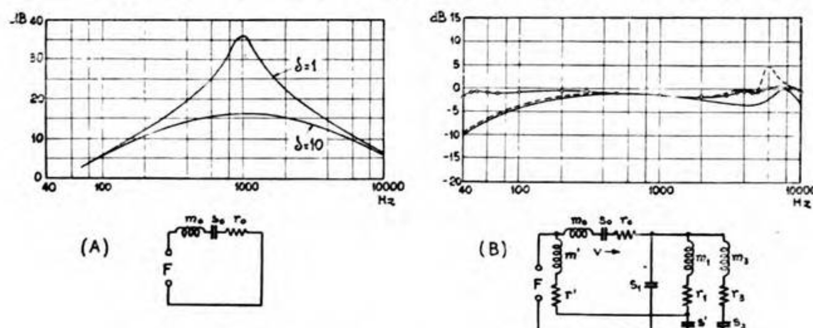


Fig. 9. — Caratteristiche del microfono a bobina mobile di Wente e Thuras.

10^{-4} V/(dine · cm^{-2}). La più piccola tensione che può essere misurata ai capi di una resistenza è limitata dalla tensione dovuta all'agitazione termica degli elettroni che, in condizioni normali, per una resistenza di 20 Ω ed una banda di frequenze di 15 000 Hz può essere ritenuta uguale a $7 \cdot 10^{-8}$ V. Di conseguenza la più piccola pressione acustica che può essere misurata con questo microfono risulta di $7 \cdot 10^{-4}$ dine · cm^{-2}. Basta ricordare che il valore di soglia a 1000 Hz è di $2 \cdot 10^{-4}$ dine · cm^{-2} per apprezzare l'estrema sensibilità di questo microfono, tenuto conto che su bande di frequenza più ristrette la tensione causata dall'agitazione termica è ancora minore.

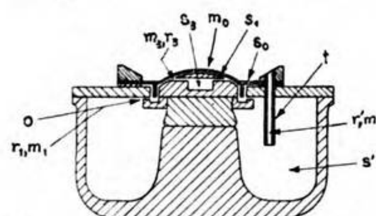


Fig. 10. — Schema costruttivo del microfono a bobina mobile.

L'utilizzazione completa delle caratteristiche di questo microfono, avente un rumore di fondo così basso, risulta naturalmente limitata dal rumore proprio dei tubi elettronici, ma è chiaro che i microfoni a bassa impedenza si trovano comunque in migliori condizioni che non i microfoni ad alta impedenza, il cui regolare funzionamento dipende strettamente dall'uso di resistenze di griglia di valore sempre assai elevato.

12. - Nella figura 1, accanto ai microfoni a pressione e a gradiente di pressione, si è indicata l'esistenza di un terzo gruppo: quello dei microfoni unidirezionali. Essi non rappresentano qualcosa di diverso e

([10]) E. C. WENTE: J. A. S. A., 1935, VII, p. 1.

di nuovo, poichè possono essere concepiti come la unione di un microfono a pressione e di un microfono a gradiente, ma sono dotati di alcune proprietà interessanti agli effetti pratici.

Così nel caso del microfono unidirezionale a nastro, una parte del nastro funziona come in un normale microfono a gradiente, mentre nell'altra parte una sola delle facce è sottoposta all'azione del campo sonoro e risulta sensibile alla pressione; la f. e. m. agli estremi del nastro è uguale alla somma delle f. e. m. relative ai due tratti. Con l'opportuno dimensionamento delle varie parti, può farsi in modo che i valori massimi delle due f. e. m. parziali siano uguali, così che la caratteristica di direzionalità, uguale alla somma algebrica delle due f. e. m., sia espressa dalla relazione $(1 + \cos \theta)$. In tal modo il microfono ha una caratteristica di direzionalità a forma di cardioide.

Lo schema costruttivo del microfono unidirezionale elettrostatico è indicato nella figura 1; per effetto della pressione, entrambe le membrane si avvicinano o si allontanano contemporaneamente dall'elettrodo fisso, e per effetto invece del gradiente di pressione esse si spostano contemporaneamente nella stessa direzione, onde, mentre l'una s'allontana, l'altra si avvicina e viceversa. Una sola membrana è elettricamente efficace e quindi la tensione ai capi della resistenza, per un opportuno dimensionamento delle parti meccaniche del sistema, è funzione sia della pressione sia del gradiente e varia a seconda dell'angolo di incidenza dell'onda sonora secondo l'espressione $(1 + \cos \theta)$.

Per ragioni analoghe a quelle indicate a proposito dei microfoni a gradiente di pressione, i microfoni unidirezionali risultano preziosi in molte applicazioni della radiofonia e cinematografia.

Pur non rappresentando essi nulla di concettualmente nuovo, è stato interessante darne cenno, poichè costituiscono senza alcun dubbio sistemi elettroacustici assai perfezionati, e per confermare ancora una volta, che è nella trasformazione acustico-meccanica che si debbono ricercare le caratteristiche peculiari dei vari tipi di microfoni, e che è soprattutto su di essa che si deve impostare una qualsiasi classificazione.

Torino, luglio 1939-XVII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

LETTERE AL DIRETTORE

Sulla stabilità di frequenza degli oscillatori a transconduttanza differenziale negativa.

Sono premessi alcuni richiami sugli oscillatori a transconduttanza differenziale negativa e sulle condizioni che devono essere soddisfatte per conseguire una elevata stabilità di frequenza al variare delle tensioni di alimentazione. Si propongono due circuiti che sembrano particolarmente indicati per ottenere l'adattamento della resistenza differenziale negativa alla resistenza equivalente di un circuito oscillatorio dato, sia agli effetti della stabilità, sia agli effetti dell'assenza di distorsione di forma. I vantaggi offerti dai circuiti proposti sono documentati sperimentalmente.

Com'è noto, un oscillatore a transconduttanza differenziale negativa (¹), *il cui schema di principio è riprodotto nella figura 1, presenta gli stessi pregi che caratterizzano gli oscillatori a dinatron, precisamente: buona forma d'onda, elevata stabilità di frequenza; ed in più il vantaggio, da ritenersi fondamentale, di una maggiore costanza nel tempo* (*non vi è infatti emissione di elettroni secondari*).

Le ricerche svolte su questi oscillatori hanno indicato che, prescindendo dalla stabilità di frequenza propria del circuito oscillatorio, per conseguire una elevata stabilità di frequenza al variare della tensione di alimentazione devono essere soddisfatte le seguenti condizioni (²)*: 1*) *le tensioni applicate ai vari elettrodi devono essere scelte accuratamente e ciò allo scopo di ottenere che la resistenza differenziale negativa risulti, praticamente, invariante con le tensioni stesse; 2*) *il punto di funzionamento deve coincidere con il punto di flesso della caratteristica a pendenza negativa; 3*) *la resistenza equivalente del circuito oscillatorio deve essere, soltanto di poco, maggiore della resistenza differenziale negativa nel punto di flesso.*

Non è semplice attuare, in sede di progetto, un circuito oscillatorio che presenti una resistenza equivalente di dato valore, con piccole tolleranze; di conseguenza, in pratica, per soddisfare alla condizione 3), *si preferisce progettare un circuito oscillatorio che presenti una resistenza equivalente più grande, e poi aggiustarne il valore ponendo in serie alla induttanza, oppure*

(¹) E. W. Herold: Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 1201.
(²) A. Pinciroli: R. C. XLII Riunione A. E. I., 1937, III, n. 232.

in derivazione su di essa, una resistenza di valore opportuno. Queste resistenze sono indicate rispettivamente con R_s *ed* R *nella figura 1.*

Presenterà forse un certo interesse l'indicare come si possa soddisfare alla condizione 3) in due diversi modi che, oltre a permettere di adoperare

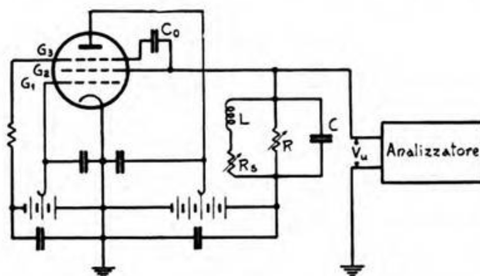


Fig. 1. — Schema fondamentale di un oscillatore a transconduttanza differenziale negativa.

un circuito oscillatorio qualunque (con la sola limitazione che sia: $R_e \geqslant |\bar{r}|$, *in cui* R_e *è la resistenza equivalente del circuito oscillatorio ed* $\bar{r}$ *la resistenza negativa), sembrano offrire altri vantaggi.*

Il primo metodo consiste nell'applicare alla griglia di comando, G_1, *del*

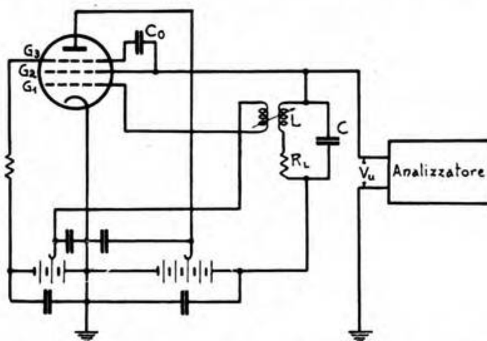


Fig. 2. — Variante dello schema riprodotto in figura 1: alla griglia di comando è applicata una tensione in opposizione di fase rispetto alla tensione V_u.

tubo una tensione della stessa frequenza ed in opposizione di fase rispetto alla tensione V_u *che si manifesta agli estremi del circuito oscillatorio. A questo scopo la bobina del circuito oscillatorio viene accoppiata ad una seconda bobina connessa tra la griglia ed il catodo, com'è indicato in figura 2. Facilmente si potrebbe dimostrare che* $\bar{r}$ *diminuisce al crescere della tensione applicata alla griglia* G_1*; per adattare quindi* $\bar{r}$ *ad* R_e, *basta variare il*

rapporto fra le spire delle due bobine, oppure, più semplicemente, l'accoppiamento fra le bobine stesse.

Il secondo metodo consiste nell'applicare alla placca una tensione della

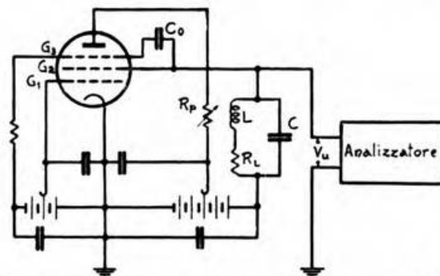


Fig. 3. — Variante dello schema riprodotto in figura 1: alla placca è applicata una tensione in opposizione di fase rispetto alla tensione V_u.

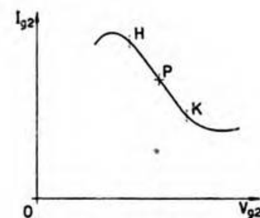


Fig. 4. — Caratteristica interna di un oscillatore a transconduttanza differenziale negativa.

stessa frequenza ed in opposizione di fase rispetto alla tensione V_u. Ciò può essere ottenuto, in modo molto semplice, disponendo una resistenza R_p nel circuito della placca (fig. 3). Variando il valore di detta resistenza è possibile variare la tensione alternativa che appare all'anodo e, come sarebbe facile dimostrare, il valore di $\bar{r}$.

Se, dimostrato come le due disposizioni proposte siano atte a soddisfare la condizione 3), si studia il comportamento delle disposizioni stesse agli effetti della stabilità di frequenza al variare di $\bar{r}$, l'esame dell'andamento della caratteristica a pendenza negativa (fig. 4) permette di rilevare l'esistenza di un punto di flesso P e quella di un intorno, più o meno esteso, di detto punto, in cui la caratteristica è quasi simmetrica rispetto al punto P. Supposto che nelle condizioni di funzionamento prescelte, al variare della tensione di alimentazione, il tratto di caratteristica interessato risulti interno, per esempio, ad HK, in base alle osservazioni sopra riportate si deduce che le armoniche di ordine pari

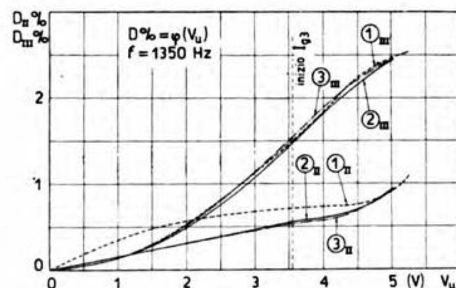


Fig. 5. — Ampiezza della seconda (II) e terza (III) armonica della tensione V_u (espressa percentualmente rispetto all'ampiezza della fondamentale), in funzione dell'ampiezza della fondamentale, per i tre circuiti riprodotti nelle figure 1, 2, 3, le curve corrispondenti essendo indicate con 1, 2, 3.

della tensione V_u crescono sino ad un certo valore per poi restare praticamente costanti, mentre le armoniche di ordine dispari presentano un andamento crescente.

Tali deduzioni trovano completa conferma sperimentale nelle curve riprodotte in figura 5 (le armoniche di ordine superiore al terzo non sono state considerate, poichè risultano molto piccole). L'esame della figura indica altresì che i circuiti proposti presentano il vantaggio di ridurre l'ampiezza dell'armonica di secondo ordine (curve 2_{II} e 3_{II}); ciò è dovuto al fatto che le tensioni applicate alla griglia di comando (nel caso del circuito di figura 2) e all'anodo (nel caso del circuito di figura 3) sono in opposizione di fase rispetto alla tensione V_u.

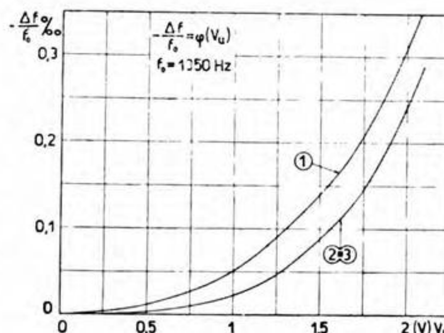


Fig. 6. — Variazione relativa della frequenza in funzione dell'ampiezza della tensione V_u per i tre circuiti delle figure 1, 2, 3.

In base alle curve di figura 5 e mediante la relazione che fornisce la variazione relativa della frequenza in funzione del contenuto di armonici (3):

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2}\sum_{k=2}^{k=\infty}(k^2-1)\,m_k^2\,,$$

ove f_0 è la frequenza propria del circuito oscillatorio, k l'ordine delle varie armoniche ed m_k il rapporto fra l'armonica di ordine k e la fondamentale, si è calcolata la variazione relativa di frequenza per i tre circuiti considerati. I risultati sono compendiati nella figura 6, dalla quale si desume che per una tensione V_u minore di 2 volt la variazione di frequenza per le due disposizioni proposte (curve 2 e 3) è accentuatamente minore di quella che si ha con il circuito originario di figura 1 (curva 1).

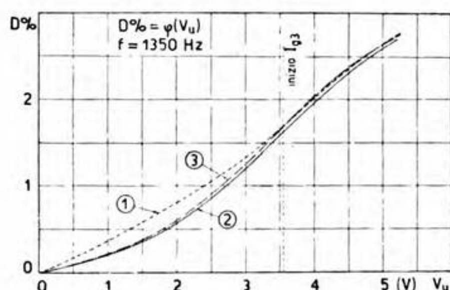


Fig. 7. — Distorsione totale in funzione della tensione V_u, per i tre circuiti delle figure 1, 2, 3.

Sperimentalmente si è infine constatato che, a un dipresso, l'ampiezza della tensione V_u varia nello stesso rapporto della variazione della tensione di alimentazione dei diversi elettrodi; pertanto le stesse curve di figura 6

(3) J. Groszkowski: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 958.

possono essere utilizzate per valutare la variazione di frequenza dell'oscillatore al variare della tensione di alimentazione.

Se, ad esempio, si vuol determinare la variazione di frequenza prodotta da una variazione, contemporanea, del $\pm$ *10 % di tutte le tensioni di alimentazione, essendo originariamente* $V_u = 0{,}5$ *volt, in base a quanto sopra si è detto e mediante le curve riprodotte in figura 6 si deduce che, per il circuito di figura 1,* $\frac{\Delta f}{f_0} = 4{,}5 \cdot 10^{-6}$*, mentre per i circuiti proposti (figure 2 e 3)* $\frac{\Delta f}{f_0} = 1{,}5 \cdot 10^{-6}$.

In conclusione le due disposizioni suggerite forniscono le seguenti possibilità: 1) di conseguire, in modo molto semplice, l'adattamento appropriato della resistenza negativa alla resistenza-e uivalente di un circuito dato; 2) di aumentare ulteriormente la stabilità di frequenza dell'oscillatore, già originariamente alquanto elevata; 3) di ridurre la distorsione di forma della tensione utile (come risulta dall'esame della figura 7, dedotta mediante le curve riportate in figura 5).

Lo scrivente ringrazia l'ingegnere Pinciroli, che gli ha suggerito l'argomento qui trattato e gli ha fornito utili consigli.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

HELMUTH FAULSTICH.

Campione di alta precisione del la normale.

E' noto (1) che il Sottocomitato, per l'acustica musicale, 43/3b della «International Standards Association», riunitosi a Londra nel maggio scorso per esaminare la situazione creatasi negli ultimi decenni riguardo alla nota di accordo delle orchestre (la normale), ha raccomandato di fissare internazionalmente la frequenza di tale nota al valore di 440 Hz.

Questa raccomandazione è attualmente oggetto di esame da parte delle autorità competenti dei vari Stati. Qualunque sia per essere la decisione in merito, appare conveniente esaminare, conformemente ad uno dei voti della conferenza di Londra, quali siano i mezzi atti a fornire in modo preciso la frequenza del la_3.

Si hanno a disposizione due vie, non contrastanti, ma completantisi.

Da un lato, apparecchi semplici, facilmente trasportabili ed atti a funzionare in qualunque momento, quali sono i coristi e gli elettrodiapason con altoparlante. La loro precisione non è molto grande, ma pienamente sufficiente allo scopo, che è quello di permettere l'accordo delle orchestre.

(1) A. F., 1939, VIII, p. 358.

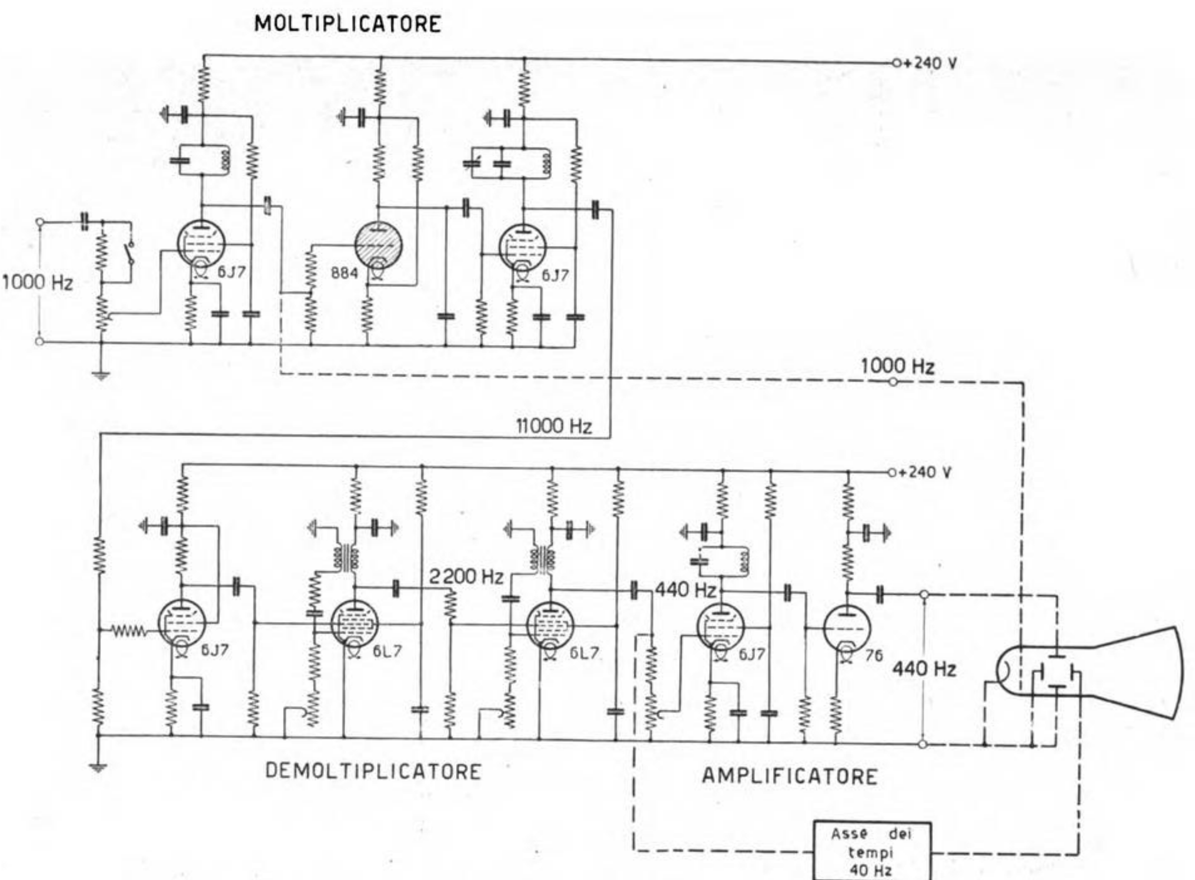


Fig. 1. — Dispositivo per la generazione della frequenza di 440 Hz.

Dall'altro lato, apparecchi più complessi, quali quelli che derivano la frequenza del la_3 *da un campione di frequenza. Questi ultimi non possono essere impiegati che presso laboratori, ma presentano il vantaggio di avere una elevatissima precisione e di prestarsi alla radiodiffusione della nota ottenuta* (2).

A questa seconda classe di apparecchiature appartiene il campione di frequenza della nota di accordo (la normale), attuato presso la Sezione Elettroacustica dell'I. E. N., dove si aveva già a disposizione, per altri scopi, una frequenza di 1000 Hz, ricavata da un oscillatore a quarzo e conosciuta con un errore relativo minore di $\pm 1 \cdot 10^{-7}$.

Lo schema generale del trasformatore di frequenza, attuato per la produzione della frequenza di 440 Hz, è riprodotto in figura 1.

La moltiplicazione della frequenza per il rapporto $11 : 25 = 440 : 1000$ *viene ottenuta mediante tre trasformazioni successive: operando prima la moltiplicazione per 11 della frequenza di 1000 Hz, e successivamente due demoltiplicazioni per 5. La moltiplicazione per 11 è ottenuta pilotando con la frequenza di 1000 Hz un multivibratore con tubo a gas, e separando mediante uno stadio selettivo l'undecima armonica. Le successive demoltiplicazioni vengono ottenute per mezzo di multivibratori dissimmetrici del tipo Vecchiacchi* (3).

La tensione in uscita viene opportunamente filtrata, e mediante un oscillografo a raggi catodici è possibile verificare permanentemente il sincronismo dei tre stadi. La precisione della frequenza campione così ottenuta è certamente esuberante per gli scopi ai quali è destinata, ma assicura, in modo pressochè perfetto, la stabilità nel tempo del valore della frequenza del la_3 (4).

Torino, settembre 1939-XVII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

GIOVANNI BATTISTA MADELLA.

---

(2) Regolari trasmissioni del genere vengono già da tempo effettuate dalla stazione tedesca « Deutschland-Sender » in collegamento con la « Physikalisch-Technische Reichsanstalt » e dalla stazione americana ad onde corte WWV in collegamento con il « Bureau of Standards ». Per ulteriori notizie su tali trasmissioni si veda: H. F. Techn. u. El. Ak., 1939, LIII, p. 145 e Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 793.

(3) S. MALATESTA: A. F., 1939, VIII, p. 24.

(4) L'apparecchiatura descritta era già stata sperimentata ed in corso di costruzione definitiva, allorchè allo scrivente è giunta notizia, attraverso la rivista H. F. Techn. u. El. Ak. [vedi nota (2)], dell'apparecchiatura della « Physikalisch-Technische Reichsanstalt », basata su analogo principio.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

H. K. Dunn e D. W. Farnsworth — **Misure di pressione del campo sonoro intorno alla testa umana durante il discorso.** (J. A. S. A., gennaio 1939, X, 3, pag. 184-199, con 13 fig.).

È stata condotta una vasta serie di esperienze allo scopo di determinare la distribuzione della pressione sonora intorno alla testa umana alle varie frequenze, e di raccogliere dati utilizzabili, sia per determinare la migliore posizione di un microfono, sia per progettare le voci artificiali che si usano nei laboratori, sia infine per calcolare la potenza totale della voce. Data la laboriosità di tali prove, le esperienze sono state limitate ad una sola persona.

Il dicitore ripete un brano di discorso normale, scelto in modo da contenere molti suoni e combinazioni di suoni differenti. Le misure si fanno in una camera assorbente dove l'errore dovuto alle riflessioni si aggira intorno a 0,5-1,0 dB al massimo. La voce del dicitore è raccolta da due microfoni: uno spostabile intorno al dicitore stesso ed uno fisso, che serve di confronto. Mediante un sistema di filtri si divide il campo totale delle frequenze emesse (esteso fino a 12 000 Hz) in tredici diverse bande. Le determinazioni si effettuano portando successivamente il microfono mobile in ottanta differenti posizioni nello spazio che circonda la testa del dicitore, ed in ciascuna posizione (definita mediante un sistema di coordinate polari) si fanno tredici misure, una in ciascuna delle tredici bande di frequenza.

La dizione del brano dura 15 s e le misure cominciano 2 s dopo l'inizio di essa. Poichè non si possono osservare che due sole bande simultaneamente, si è costretti a ripetere moltissime volte il brano (è stato necessario leggerlo 4480 volte) anche perchè ciascuna determinazione viene ottenuta quale media di diversi rilievi.

Gli effetti di direttività dovuti all'apertura della bocca, risultano notevoli a partire da 5600 Hz e la direzione di massima intensità si trova di fronte, a circa 45° sotto la direzione orizzontale.

Se il microfono viene posto ad una distanza dalla bocca minore di 10 cm, risultano presenti nell'uscita di esso frequenze estranee, per la

maggior parte basse. La loro qualità e quantità dipende dalla grandezza e dalla forma del microfono, come pure dalla distanza. Ruotando il microfono di un angolo di 45° (in tutte le direzioni) rispetto all'asse della bocca, si riduce di molto il livello del disturbo e lo spettro diventa simile a quello che si ottiene a distanze maggiori. Lo stesso effetto si raggiunge impiegando uno schermo che impedisca al soffio d'aria di arrivare sul microfono, senza tuttavia alterare troppo le frequenze della parola. Si osserva pure che il linguaggio sussurrato contiene energia, a basse frequenze estranee, in quantità eguale a quella che si riscontra nel linguaggio normale. Un soffio d'aria continuo sul microfono produce un'uscita avente energia distribuita in tutte le bande, con prevalenza, rispetto allo spettro del linguaggio normale, nelle bande delle frequenze basse.

Dall'esame degli spettri si riscontra che l'energia del linguaggio è massima nella banda compresa fra 250 e 700 Hz. Inoltre la banda delle frequenze più basse presenta all'incirca pressioni eguali in ogni direzione, mentre le altre bande mostrano tutte una diminuzione della pressione nelle regioni dietro la testa. La diminuzione si accentua col crescere della frequenza. Molte bande presentano massimi di pressione per direzioni frontali poste al disotto della direzione orizzontale e ciò si riscontra per tutte le frequenze inferiori a 1000 Hz e superiori a 5600 Hz.

I fenomeni suddetti dipendono da tre fattori: l'effetto d'ombra della testa e del corpo, l'effetto direzionale ed infine l'effetto di radiazione da parte delle altre superfici circostanti alla cavità orale.

La potenza della voce viene ricavata sommando le potenze singole nelle diverse direzioni e per le diverse bande di frequenza, calcolate in base alla formula: $P = A\, p^2/415$, dove p è la pressione in dine/cm², A l'area in cm², e P la potenza in μW. Si riportano nella formula i valori misurati a 60 cm di distanza. Le misure conducono al risultato che il valore di 10 μW proposto dal Sivian, come valore della potenza media della normale voce parlata, deve essere aumentato ad almeno 16 μW.

A. Mn.

R. N. Marshall — **Un microfono direzionale a cardioide.** (Bell. Lab. Record, luglio 1939, XVII, 11, pag. 338-342, con 6 fig.).

Il microfono (Western Electric 639 AA) è costituito dall'unione di un microfono a nastro e di un microfono a bobina mobile; poichè il primo è sensibile al gradiente di pressione ed il secondo alla pressione, sommando le tensioni di uscita, previa egualizzazione, si ottiene la nota caratteristica unidirezionale a cardioide.

I due microfoni elementari sono riuniti (fig. 1 e 2) in un unico involucro, permeabile alle onde sonore, il quale contiene anche il trasformatore del microfono a nastro ed un commutatore, che permette di utilizzare ogni microfono singolarmente; in tal guisa si viene a disporre di un complesso microfonico, avente a piacere una caratteristica direzio-

nale sferica (microfono a pressione), ad otto (microfono a gradiente di pressione), ed unidirezionale.

L'elemento microfonico a bobina mobile è sostanzialmente quello stesso del microfono Western 633 A, invece l'elemento a nastro è stato appositamente progettato per questa attuazione; il nastro, avente spessore maggiore di quello fino ad oggi usato, è a curvatura cilindrica per quasi tutta la sua lunghezza; ad ogni estremità è corrugato, sì che funziona come una sbarra con appoggi elastici: tutto ciò elimina modi di vibrazioni diversi dal fondamentale. Risulta anche meno sensibile all'azione del vento.

Come si vede nei diagrammi della figura 3, la caratteristica di frequenza, per direzioni di provenienza del suono comprese entro un cono avente un'apertura di circa 90°, è veramente buona; la caratteristica direzionale risulta invece meno buona di quella dei microfoni direzionali

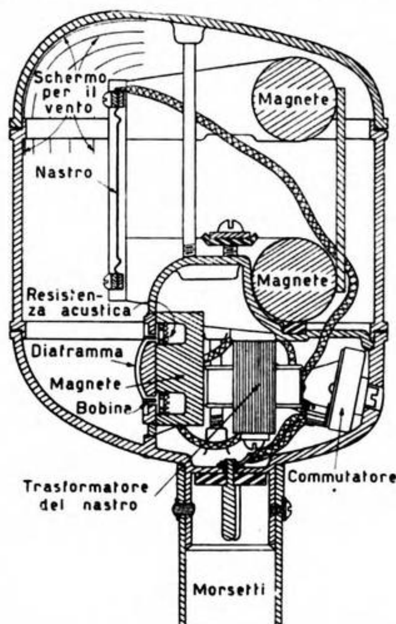


Fig. 1. — Sezione trasversale semplificata del microfono.

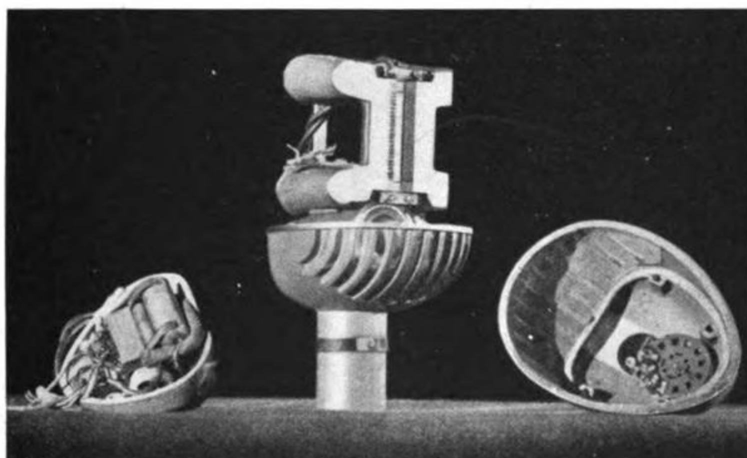


Fig. 2. — Viste del microfono.

a nastro od elettrostatici, ma tuttavia pienamente rispondente ai bisogni pratici. Entro un angolo di 120° la sensibilità è praticamente costante (non varia di ± 5 dB), mentre nella zona diametralmente opposta, per

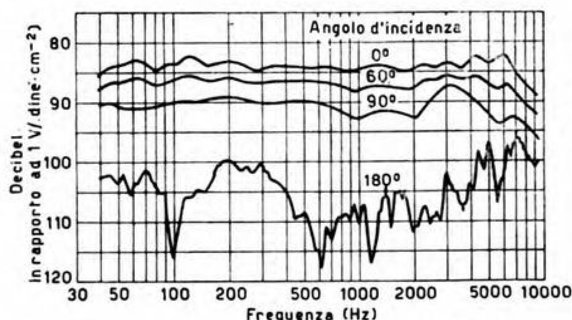


Fig. 3. — Caratteristiche di frequenza, al variare dell'angolo di incidenza del suono.

un'ampiezza di 60°, si ha una attenuazione di circa 20 dB rispetto a suoni provenienti dalla parte anteriore. Entro la zona compresa fra i 60° ed i 150° da ciascun lato, la sensibilità varia invece rapidamente con l'angolo d'incidenza, come è necessario per ottenere una caratteristica direzionale che si approssimi a quella teorica a cardioide.

An. Gi.

AMPLIFICATORI.

H. F. MAYER — **Regolazione della resistenza interna effettiva degli amplificatori mediante l'uso di reazione.** (Proc. I. R. E., marzo 1939, XXVII, 3, pag. 213-217, con 9 fig.).

È noto da tempo che l'uso di reazione positiva o negativa, di tensione o di corrente, permette di variare a piacere l'impedenza equivalente di entrata e di uscita di un amplificatore. Vengono qui date le formule per il caso generale e vien studiato l'effetto sull'impedenza di uscita, mettendo in luce che reazioni negativa di tensione e positiva di corrente diminuiscono l'impedenza interna, mentre reazioni positiva di tensione e negativa di corrente l'aumentano.

Riprendendo poi l'idea già esposta dal Vecchiacchi (1) di usare contemporaneamente reazione positiva e negativa allo scopo di mantenere inalterata la sensibilità e la stabilità, pure utilizzando gli effetti della reazione sull'impedenza di uscita, si descrivono due dispositivi interessanti.

(1) F. VECCHIACCHI: A. F., 1937, VI, p. 351.

In un amplificatore a frequenza acustica con l'uso contemporaneo di reazione negativa di tensione e positiva di corrente viene fortemente ridotta l'impedenza d'uscita del tubo finale: e ciò senza alterare l'amplificazione complessiva e migliorando contemporaneamente la caratteristica di frequenza. Questa diminuzione di impedenza interna è molto utile per smorzare fortemente le oscillazioni proprie dell'altoparlante, come risulta anche da interessanti oscillogrammi. In un amplificatore a media frequenza, reazione positiva di tensione e reazione negativa di corrente vengono utilizzate per aumentare l'impedenza del circuito anodico, e quindi la sua selettività, senza modificare l'amplificazione e la stabilità; l'attuazione delle due reazioni è molto semplice ed in un caso particolare illustrato l'attenuazione a 10 kHz fuori dell'accordo è stata aumentata da 15 a 55.

G. C.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

H. A. WHEELER — **Interpretazione delle distorsioni di ampiezza e di fase mediante considerazione di coppie di echi.** (Proc. I. R. E., giugno 1939, XXVII, 6, pag. 359-385, con 24 fig.).

La risposta all'uscita di una rete elettrica ad un segnale avente spettro di frequenza limitato, può essere posta sotto forma di una successione di segnali, aventi tutti la stessa forma del segnale applicato all'ingresso, ma diversamente traslati nel tempo e moltiplicati per fattori di diverso valore. Tra questi segnali se ne può distinguere uno principale ed altri parziali cui si dà il nome di «echi».

L'applicazione del metodo richiede di sviluppare in serie di Fourier le caratteristiche di ampiezza e di fase della rete, nell'intervallo di frequenza occupato dal segnale, e consente di trattare separatamente la risposta dovuta alla sola caratteristica di ampiezza e quella dovuta alla sola caratteristica di fase, come se fossero dovute a due diverse reti connesse in cascata (una rete senza distorsione di fase ed una rete puramente sfasatrice). Per ogni componente sinusoidale della caratteristica di ampiezza si hanno due echi, di ampiezza uguale e ugualmente spostati nel tempo, dalle due parti del segnale principale trasmesso senza distorsione di ampiezza e di fase. Ogni componente sinusoidale della caratteristica di fase dà luogo invece ad una serie infinita di echi, accoppiati a due a due nel modo indicato.

Il metodo, illustrato con numerosi esempi, conduce a calcoli molto rapidi quando la rete in esame introduca piccole distorsioni di ampiezza e di fase. Esso è però di portata generale e può forse risultare fecondo anche in campi diversi da quelli considerati dall'autore, che si è limitato al caso dei circuiti per televisione, dove, ovviamente, il metodo trova una diretta rispondenza nei risultati pratici.

Particolarmente interessante è una definizione della distorsione in-

trodotta da una rete assegnata, la quale però sembra troppo complicata per ricevere diffusione pratica.

Il metodo è applicato allo studio della distorsione introdotta in televisione dal sistema di analisi, illustrando l'effetto che i diversi echi hanno sulla struttura dell'immagine ricevuta, e ponendo in evidenza il fatto che echi relativamente intensi, ma molto prossimi al segnale centrale, possono essere meno dannosi di echi anche più deboli, ma più lontani.

[*Il metodo proposto dal Wheeler sembra essere veramente utile per il calcolo della risposta di una rete a un segnale di forma qualunque. Inoltre esso potrebbe condurre, forse, alla definizione di nuove strutture, qualora si ricercasse la relazione tra le componenti sinusoidali della caratteristica di frequenza e la distorsione introdotta dalla rete, e la relazione tra le stesse componenti, la struttura della rete ed i valori dei suoi elementi.* — n. d. r.]

R. S.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

H. O. MERRIMAN e F. G. NIXON — **Indagini, eliminazione e verifica di radiodisturbi.** (Proc. I. R. E., gennaio 1939, XXVII, 1, pag. 16-21, con 1 fig.).

La Divisione Radio del Ministero delle Comunicazioni del Canadà dal 1925 al 1938 ha compiuto una serie di ricerche per individuare i mezzi atti a combattere i disturbi prodotti dagli apparecchi elettrici connessi alle reti di distribuzione.

Un grosso autocarro è stato equipaggiato con misuratori di intensità di campo, misuratori del valore di cresta e del valor efficace del disturbo, oscillografi catodici, ed altre apparecchiature; esso è servito come laboratorio centrale per ricerche e tarature. Inoltre 33 automobili sono state equipaggiate in modo più semplice per indagini ordinarie.

Come primo risultato si è stabilito che i disturbi più forti provengono dalle linee di distribuzione ad alta tensione. Con piccole modifiche agli isolatori di linea sono stati ottenuti forti miglioramenti, mentre si è avvantaggiato contemporaneamente l'esercizio normale delle linee stesse; si è poi constatato che tali disturbi diventano apprezzabili nei ricevitori solo quando possono passare per effetto di accoppiamenti nelle linee normali a bassa tensione; cura molto efficace si è dimostrata l'inserzione in queste ultime di bobine di arresto per alta frequenza.

Successivamente sono state studiate le tranvie. L'inserzione di condensatori tra le spazzole dei motori e la massa, e l'utilizzazione del circuito di campo dei motori in serie come bobine di arresto hanno permesso l'eliminazione dei disturbi dovuti al motore. Le interferenze dovute agli archi creati dal trolley si sono mostrate più refrattarie, e soltanto l'uso di speciali collettori, formati da spazzole di carbone, già studiati in Germania, è risultato efficace; essi però esigono che il

filo non sia corroso e quindi, mentre si possono adoperare su linee nuove (col vantaggio supplementare di una durata molto maggiore del filo stesso), non possono essere usati su linee vecchie od anche su linee nuove in promiscuità con rotelle normali, che rapidamente rendono irregolare il filo.

Per le apparecchiature elettriche normali il rimedio migliore è indubbiamente l'uso di opportuni condensatori la cui capacità può avere valori di 0,1 μF o minori. Solo in casi eccezionali si richiede l'uso di bobine di arresto e di schermature. Fanno eccezione gli apparecchi elettromedicali, specialmente quelli per diatermia e simili, i cui forti disturbi possono risultare avvertibili anche a centinaia di kilometri di distanza, e la cui eliminazione, oltre che essere difficile, richiede, per riuscire effettiva, una spesa valutabile tra 200 e 1000 dollari.

Dal punto di vista legale ed economico si ritiene necessaria una energica legislazione, perchè in molti casi gli interessati si rifiutano di sopportare le spese necessarie per la soppressione dell'interferenza; una soluzione transitoria potrebbe essere la proibizione della fabbricazione e dello smercio di apparecchi elettrici capaci di produrre interferenze superiori ad un certo livello ammesso, e l'obbligo per i più grossi disturbatori (apparecchi elettromedicali, reti di distribuzione, tranvie, e così via) di essere dotati di un'adeguata soppressione dei disturbi. In genere gli enti pubblici, le grandi compagnie e l'associazione dei medici hanno dimostrato buona volontà di collaborazione, ma naturalmente le difficoltà economiche restano grandi.

Infine viene considerato il massimo livello tollerabile per i disturbi; tale livello dipende dalla minima intensità di campo che si intende proteggere. Vengono ricordate le norme inglesi ed americane e viene proposto di adottare norme leggermente più severe delle inglesi.

Il lavoro termina con brevi considerazioni sul modo di misurare i disturbi, allo scopo di normalizzare le misure per una possibile regolamentazione.

G. C.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

J. P. Schafer e W. M. Goodall — **Valori di cresta del campo a 150 MHz di atmosferici prodotti da temporali locali.** (Proc. I. R. E., marzo 1939, XXVII, 3, pag. 202-207, con 9 fig.).

Uno studio quantitativo delle intensità di campo degli atmosferici è stato compiuto durante il 1936 nel laboratorio radioelettrico di Deal nella Nuova Jersey. Le osservazioni furono fatte mediante un rivelatore a diodo seguito da un amplificatore di bassa frequenza a larga banda, la cui uscita alimentava un tubo a raggi catodici adoperato come voltmetro di cresta. La caratteristica complessiva del sistema, dai morsetti d'antenna a quelli dell'oscillografo, si manteneva costante entro una frazione di decibel nel campo da 30 Hz a 1,5 MHz, con un

guadagno massimo di 100 decibel. Il ricevitore poteva essere alimentato da tre diverse antenne, scelte in modo da escludere qualsiasi direzionalità nel piano orizzontale; due di tali antenne erano semplici dipoli a mezz'onda posti rispettivamente a 3,6 m ed a 23 m di altezza sul suolo; la terza antenna era un sistema direttivo sestuplo (nel piano verticale) pure sistemato a 23 m dal suolo. I disturbi di origine atmosferica erano tradotti in punti luminosi sullo schermo dell'oscillografo; un sistema di analisi, simile a quello usato in televisione, consentiva di giudicare direttamente l'effetto che detti disturbi potevano avere nel caso di ricezione televisiva.

La maggior parte delle osservazioni fu effettuata centrando la banda del ricevitore intorno alla frequenza di 150 MHz; alcune osservazioni tuttavia furono anche compiute a 70 e 850 MHz. I risultati delle osservazioni eseguite con diversa frequenza sembrano concordare, se si tien conto della variazione della larghezza della banda e della frequenza di accordo del ricevitore. In un ricevitore accordato su 150 MHz, avente una banda di ricezione di 1,5 MHz, un fulmine distante 24 km produrrebbe un campo dell'ordine di 1 mV/m, e un fulmine distante 8 km produrrebbe un campo di circa 3 mV/m.

La durata totale di ogni scarica atmosferica è, all'incirca, dell'ordine di 0,01 s. La tensione impressa sull'antenna varia durante la scarica, presentandosi nella forma di una successione di guizzi di ampiezza e durata variabile. Le misure, eseguite in modo da determinare l'ampiezza e la durata del guizzo più intenso per ogni scarica, rivelano una notevole variazione nell'intensità massima del campo prodotto da temporali manifestantisi ad ugual distanza dal ricevitore; tale variazione può essere dell'ordine di 20 decibel ed anche più.

Gli atmosferici considerati producono certamente interferenze nelle ricezioni televisive e gli autori si sono preoccupati di cercare le possibili relazioni tra il guadagno del ricevitore e la frazione di area dello schermo interessata dal disturbo. Per fortuna, la frazione di anno durante la quale i disturbi considerati risultano proibitivi per le comunicazioni televisive appare molto piccola. In ogni modo ogni valutazione del tempo durante il quale il ricevitore è messo fuori servizio non può prescindere dal tipo del ricevitore stesso e dalle particolari esigenze del servizio a cui esso è destinato, e non può avere quindi valore generale.

R. S.

ELETTROTECNICA GENERALE.

K. BRAUN — **I diagrammi di impedenza di bobine con nucleo di ferro, tenuto conto delle perdite per isteresi variabili con la frequenza.** (T. F. T., maggio 1939, XXVIII, 5, pag. 165-170, con 7 fig.).

Si ammette che le formule del Richter:

$$N_H = \varepsilon \cdot \frac{f}{100} \cdot \left(\frac{B}{10^4}\right)^2 \text{ W/kg} ,$$

$$N_W = \sigma \cdot \left(\frac{f}{100}\right)^2 \cdot \left(\frac{B}{10^4}\right)^2 \ \mathrm{W/kg}\,,$$

che dànno rispettivamente le perdite per isteresi N_H e le perdite per correnti parassite N_W in funzione della induzione B e per frequenze industriali f, e dove ε e σ sono costanti del materiale, valgano anche per le frequenze acustiche che interessano la telefonia.

In tale ipotesi, le perdite magnetiche di una bobina con nucleo ferromagnetico possono essere rappresentate da una conduttanza:

$$G_{Ei} = G_{Wi} + \frac{G'_H}{\omega}$$

in parallelo alla induttanza L della bobina, mentre le perdite nel rame equivalgono ad una resistenza R_{Cu} in serie col circuito derivato predetto. Il termine costante G_{Wi} è dovuto alle perdite per correnti parassite; il termine variabile con la frequenza $\frac{G'_H}{\omega}$ è dovuto alle perdite per isteresi.

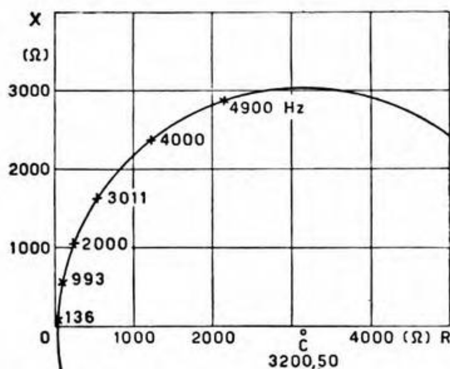


Fig. 1. — Impedenza primaria, a secondario aperto, di un trasformatore telefonico: accanto a ciascuno dei punti rilevati sperimentalmente è indicata la frequenza corrispondente.

Se la capacità distribuita dell'avvolgimento è trascurabile, il diagramma di impedenza del circuito equivalente suddetto è un cerchio, il cui centro giace nel quarto quadrante del piano complesso, più o meno vicino all'asse reale. Il tratto di curva che interessa è quello contenuto nel primo quadrante, che taglia l'asse reale sotto un angolo prossimo a 90° (centro molto vicino all'asse reale), se il materiale di cui è fatto il nucleo presenta basse perdite per isteresi e non ha una permeabilità molto elevata. Per taluni materiali il diametro del cerchio è molto grande, cosicchè il tratto di curva relativo alle frequenze acustiche fino a 4000-5000 Hz coincide praticamente con un segmento di retta, che esce da un punto dell'asse reale ed è inclinato più o meno rispetto a quest'ultimo.

In parecchi casi si è riscontrato che i risultati sperimentali coincidono con quelli dedotti dal calcolo eseguito col metodo indicato. Nella figura 1 si scorge, per esempio, come i valori misurati della impedenza primaria a vuoto di un trasformatore telefonico giacciano tutti sul cerchio calcolato in base alle costanti del materiale ed ai dati relativi al nucleo e all'avvolgimento. Inversamente, dato il diagramma di impedenza e note

le dimensioni della bobina, è possibile ricavare i coefficienti ε e σ del materiale di cui è composto il nucleo.

È da avvertire che il procedimento è valido soltanto se la tensione ai capi della bobina, e quindi l'induzione nel nucleo, può essere ritenuta praticamente sinusoidale.

E. Cr.

LINEE E CONDUTTURE.

R. POSSENTI — **Velocità di propagazione e periodo transitorio sulle linee uniformi e sui cavi pupinizzati.** (Rass. P. T. T., gennaio 1939, XI, 1, pag. 11-22, con 9 fig.).

Viene studiato nella sua forma più generale il problema della propagazione nelle linee uniformi indefinite e nelle catene indefinite di filtri.

Lo studio è fondato sulla teoria del calcolo operatorio di Heaviside, nella forma che essa ha assunto dopo la sistemazione datale dal Giorgi. Dopo aver sinteticamente richiamato i punti fondamentali di tale teoria si passa a trattare la propagazione in una linea uniforme distinguendo i tre seguenti casi: $rc = lg$; $rc \neq lg$; $lc = 0$; dove r, l, c, g sono le note costanti primarie distribuite per unità di lunghezza.

Nel primo caso, $rc = lg$, se si applica all'inizio della linea una tensione $U_0(t)$ la tensione $U(x, t)$, che si manifesta a distanza x, si può dedurre, a meno di un fattore $e^{-x\sqrt{rg}}$, per semplice traslazione della $U_0(t)$ lungo l'asse dei tempi della quantità positiva $x\sqrt{lc}$. Il concetto di velocità $\left(v = \frac{1}{\sqrt{lc}}\right)$ non può dar luogo ad equivoci. Nel secondo caso, $rc \neq lg$, la funzione $U(x, t)$ consta della somma di due termini dei quali: il primo è $e^{\varrho \frac{x}{v}} U_0\left(t - \frac{x}{v}\right)$ (dove ϱ è una costante indipendente da x e da t) e corrisponde a una propagazione pura con velocità v; il secondo invece è diffusivo e corrisponde ad una propagazione con deformazione, poichè sul suo valore in un istante qualunque influiscono tutti i valori di $U_0(t)$ precedenti l'istante $t - \frac{x}{v}$. Nel terzo caso, $lc = 0$, che si verifica per approssimazione nei cavi non caricati (l trascurabile), la funzione $U(x, t)$ dipende da tutti i valori della $U_0(t)$ precedenti l'istante t, perciò si ha propagazione con deformazione; inoltre la velocità è infinita.

Dopo aver accennato alla teoria della linea di lunghezza finita, si studiano i fenomeni di propagazione in un filtro passa-basso (cavo pupinizzato). Dalla considerazione che l'operatore funzionale che lega tensioni e correnti all'entrata e all'uscita di un filtro ideale passa-basso è diffusivo, discende che la velocità di propagazione nel detto filtro è infinita. Perciò non è il caso di parlare, come comunemente si fa, trattando dei cavi pupinizzati e ammettendo le ipotesi $R = 0$, $G = 0$, L e C

concentrate, di velocità di propagazione $\frac{1}{\sqrt{LC}}$, dove L e C sono rispettivamente l'autoinduzione e la capacità per kilometro. Naturalmente nei cavi pupinizzati reali la propagazione non è senza ritardo; tuttavia la velocità del fronte d'onda non è uguale a $\frac{1}{\sqrt{LC}}$, come nelle linee uniformi, ma ad una quantità che deve dipendere più da $\frac{1}{\sqrt{lc}}$ che da $\frac{1}{\sqrt{LC}}$, dove l e c indicano l'autoinduzione e la capacità unitarie del solo cavo senza carica aggiunta. Pur mantenendo tale critica al concetto di velocità di propagazione (operatore puramente diffusivo, propagazione immediata), si può tuttavia ritenere che quando il numero n delle cellule costituenti il filtro passa-basso è molto grande non si abbia, *praticamente*, trasmissione di segnali per $t < \frac{n}{v}$, dove $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, essendo L l'induttanza e C la somma delle capacità di ciascuna cellula.

L'applicazione della teoria delle funzioni di Bessel permette di dare alla funzione generatrice $G_n(T)$ relativa a un filtro passa-basso un'elegante e semplice espressione:

$$G_n(T) = \frac{2n}{T} J_{2n}(T) ,$$

dove T indica il tempo misurato con una unità tale che $\frac{2}{\sqrt{LC}}$ sia uguale a uno.

La trattazione anzidetta si riferisce al filtro passa-basso a Π. Mentre la propagazione sulla linea uniforme era già stata studiata dal Giorgi e la propagazione attraverso catene di filtri a T era già stata trattata dal Carson, il filtro passa-basso a Π non era mai stato studiato coi metodi del calcolo funzionale.

G. Zi.

MISURE.

L. Keidel — **Dispositivo meccanico-elettrico per l'attuazione di un voltmetro logaritmico a tubi elettronici.** (A. Z., maggio 1939, IV, 3, pag. 169-171, con 3 fig.).

Per la misura di grandezze variabili entro limiti molto estesi, si sono studiati, soprattutto per le applicazioni nel campo dell'elettroacustica, numerosi dispositivi, generalmente a tubi elettronici [1], atti a funzionare come voltmetri logaritmici. Il maggior successo ha fino ad oggi

---

(1) A. Hugony: A. F., 1938, VII, p. 84.

arriso ai sistemi meccanico-elettrici, fra i quali è da annoverarsi quello di Meyer e Keidel ([2]).

Com'è noto, tali sistemi funzionano così: la tensione di uscita dell'amplificatore regola la tensione applicata alla griglia del primo tubo mediante un dispositivo potenziometrico. La legge di dipendenza degli spostamenti dell'organo di regolazione in funzione della tensione d'uscita, e le variazioni della resistenza potenziometrica in funzione dello spostamento, determinano la caratteristica della relazione che intercorre fra tensione applicata e tensione all'uscita; questa relazione è generalmente di tipo logaritmico.

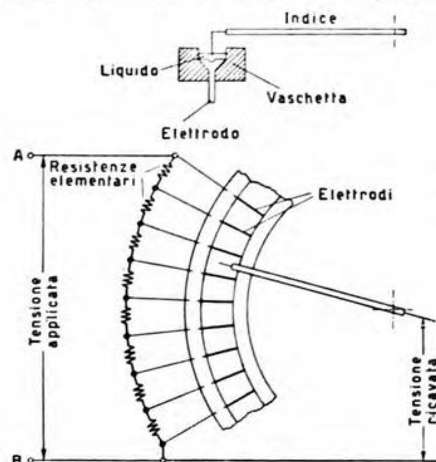


Fig. 1. — Schema di principio del dispositivo.

Il dispositivo, di cui qui si tratta, deriva da quello già precedentemente attuato dal Meyer e dal Keidel. Come risulta dalla figura 1, le sue parti essenziali sono: un potenziometro il cui collettore è formato da un canaletto semicircolare riempito di liquido conduttore, al quale fanno capo gli estremi delle resistenze costituenti il potenziometro; uno strumento a magnete permanente il cui indice, opportunamente adattato, pesca nella vaschetta e serve per prelevare una porzione della tensione totale. Gli spostamenti dell'indice sono proporzionali alla corrente ottenuta raddrizzando la tensione di uscita dell'amplificatore. La relazione che intercorre tra tensione d'uscita e tensione d'ingresso è, come si vede, determinata dai valori delle singole resistenze elementari del potenziometro. Nell'apparecchio descritto il potenziometro è di tipo logaritmico.

L'esattezza dello strumento dipende dalla forma degli elettrodi, i quali sono opportunamente sagomati. L'esperienza ha mostrato che 30 elettrodi sono sufficienti per un campo di variazioni di 80 dB; il numero di codesti elettrodi non può essere troppo aumentato senza pregiudicare in modo grave la precisione del dispositivo; il massimo scostamento riscontrato sperimentalmente rispetto all'andamento teorico è di $\pm$ 0,25 dB. Lo strumento ha quindi una precisione sufficiente per la maggior parte delle misure elettroacustiche.

An. Gi.

([2]) E. Meyer e L. Keidel: E. N. T., 1935, XII, p. 37; A. F., 1935, IV, p. 458.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

H. Roder — **Analisi della modulazione per variazione di carico.** (Proc. I. R. E., giugno 1939, XXVII, 6, pag. 386-395, con 6 fig.).

Precedentemente era stato descritto da W. N. Parker (1) un sistema di modulazione dell'onda portante sulla linea di trasmissione, che sembrava presentare numerosi vantaggi specialmente nel caso di ampie bande laterali e frequenze elevatissime, quali si incontrano nei trasmettitori per televisione. L'autore si era però limitato ad esporre il principio di funzionamento senza affrontarne una trattazione completa e rigorosa. Questa viene fatta ora dal Roder, il quale mette in luce molti inconvenienti che rendono il nuovo sistema di modulazione molto meno interessante di quanto sembrasse. Il confronto con il sistema normalmente usato (modulazione di griglia) conduce ai seguenti risultati:

a) La capacità di uscita dello stadio finale è sensibilmente minore con il nuovo sistema di modulazione; tale vantaggio è però annullato dal fatto che il circuito risonante finale, praticamente, non viene smorzato dai tubi finali.

b) La potenza di uscita e la larghezza di banda per il caso del nuovo sistema di modulazione sono comparabili e talvolta inferiori a quelle ottenibili con la normale modulazione di griglia, purchè i tubi modulatori siano del tipo con bassa impedenza interna e forte corrente (cioè con catodo ad ossidi e non di tungsteno); se i tubi modulatori hanno alta impedenza interna, il nuovo sistema di modulazione è nettamente inferiore sia per la potenza di uscita, sia per la larghezza di banda. Siccome i tubi per grandi potenze sono tutti del tipo ad alta impedenza e i tubi a bassa impedenza si sanno costruire soltanto per potenze sino a 1 o 2 kW, la possibilità di applicazione del nuovo sistema di modulazione è limitata al caso di trasmettitori di relativamente piccola potenza.

c) Facendo funzionare il tubo modulatore con tensione di griglia positiva si ottiene una caratteristica di modulazione molto più lineare di quella ricavabile col sistema di modulazione di griglia. Bisogna però che il tubo funzioni con tensione di griglia positiva per tutto il ciclo di modulazione ed è quindi necessario fornire una notevole quantità di energia a frequenza di modulazione.

G. C.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

N. Smith — **Relazione tra la trasmissione spaziale di onde elettromagnetiche e le misure ionosferiche.** (Proc. I. R. E., maggio 1939, XXVII, 5, pag. 332-347, con 15 fig.).

Sia, come nella figura 1, z_0 l'altezza del vertice di una traiettoria di un'onda di frequenza f', che incontri la superficie limite inferiore

(1) Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 946; A. F., 1938, VII, p. 782.

degli strati ionizzati dell'alta atmosfera con angolo d'incidenza φ_1. Sia f la frequenza di un'onda trasmessa verticalmente, la quale raggiunga la stessa massima altezza z_0; f si chiama « frequenza con incidenza verticale equivalente alla frequenza f' con incidenza φ_1 ». Si dimostra facilmente la « legge del coseno »:

[1] $$f = f' \cos \varphi_1 ,$$

valida per terra piana e ionosfera a strati paralleli, in assenza di campo magnetico terrestre.

Si chiama « altezza virtuale di riflessione » l'altezza z_v che sarebbe raggiunta dall'onda di frequenza f, la quale si propagasse con incidenza verticale e con velocità costante, uguale a quella della luce nel vuoto, impiegando a compiere il tragitto di andata e ritorno lo stesso tempo impiegato nella realtà per raggiungere l'altezza z_0. Si dimostra che per terra piana e ionosfera a strati paralleli, in assenza di campo magnetico, l'altezza virtuale di riflessione con frequenza f coincide con l'altezza apparente di riflessione con frequenza f' e incidenza φ_1, cioè con l'altezza del triangolo circoscritto alla traiettoria reale.

Su queste premesse si fonda un semplice metodo grafico per determinare le massime frequenze utilizzabili e le altezze apparenti di riflessione, partendo dalle misure di frequenza critica e di altezza virtuale, eseguite con incidenza verticale. Le misure forniscono le curve $z_v = z_v(f)$. La [1], associata alla relazione:

[2] $$D = 2 (z_v + h) \tan \varphi_1$$

in cui D è la distanza tra il trasmettitore T ed il ricevitore R (fig. 1), ed h l'altezza degli strati ionizzati, fornisce una famiglia di curve che legano z_v ed f per un dato valore di f' e di D. I punti d'incontro tra le curve sperimentali e quelle così calcolate determinano i valori di f e z_v per i particolari valori di f' e D scelti. Variando f', per un dato D, si ottengono i dati di funzionamento di un collegamento assegnato.

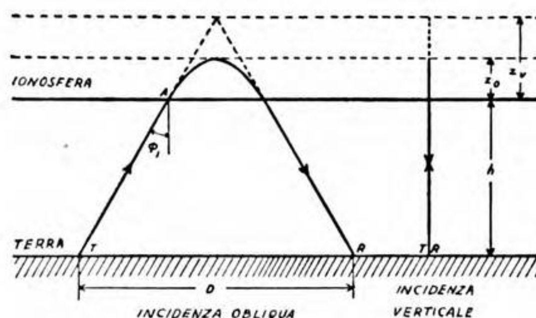


Fig. 1. — Traiettorie reale ed apparente con terra piana.

Quando la distanza sia tale da non consentire di trascurare la curvatura della superficie terrestre, è necessario introdurre alcune correzioni, perchè le proposizioni di partenza non sono più valide. Tali cor-

rezioni sono minutamente discusse valutandone l'importanza per mezzo dell'esame di alcuni casi particolari.

Anche le perturbazioni dovute al campo magnetico terrestre possono essere messe in conto, per quanto esse risultino certamente inferiori a quelle dovute ad altri fattori incogniti, quale ad esempio la variazione geografica delle proprietà della ionosfera. L'effetto principale è quello della doppia rifrazione, per cui si rende necessario distinguere il comportamento del raggio ordinario da quello del raggio straordinario, arrivando alla definizione di due frequenze critiche e di due altezze virtuali di riflessione. Viene altresì discusso l'effetto dell'assorbimento, che si presenta particolarmente intenso in prossimità del vertice della traiettoria.

I metodi di calcolo illustrati sono in uso presso il « National Bureau of Standards » degli Stati Uniti d'America fin dal 1936.

R. S.

RICEVITORI.

J. G. CHAFFEE — **Applicazione della reazione negativa a sistemi di comunicazione utilizzanti la modulazione di frequenza.** (Proc. I.R.E., maggio 1939, XXVII, 5, pag. 317-331, con 16 fig.).

Il principio della reazione negativa può essere applicato nel ricevitore a supereterodina di un sistema con modulazione di frequenza, utilizzando un oscillatore locale a frequenza variabile, il quale riduca la modulazione di frequenza del segnale applicato al rivelatore. Se la frequenza dell'oscillatore dipende dalla frequenza istantanea di questo segnale, si può avere un funzionamento analogo concettualmente a quello dell'ordinaria reazione negativa applicata in rivelazione alla modulazione di ampiezza.

In sostanza il complesso è un normale sistema per il comando automatico di frequenza, nella linea di comando del quale viene immessa non soltanto la tensione continua livellata proveniente dal discriminatore, che serve a correggere l'accordo medio, ma anche una parte della componente a frequenza di modulazione che si genera nel discriminatore stesso (che in questo caso è anche il rivelatore) in sèguito alla modulazione di frequenza. Le condizioni di stabilità sono analoghe a quelle che si trovano per la normale reazione negativa. Nel circuito sperimentale considerato è stato necessario introdurre nella linea di comando automatico di frequenza una rete correttiva per evitare l'instabilità.

L'uso della reazione negativa riduce l'effettiva modulazione di frequenza al rivelatore; entro certi limiti la modulazione di frequenza può essere corrispondentemente approfondita nel trasmettitore con evidenti vantaggi. Risultato generale è quello comune alla reazione negativa normale, cioè forte riduzione delle distorsioni; si ha inoltre una grande riduzione dei disturbi, grazie al particolare meccanismo della selettività nei sistemi con modulazione di frequenza.

Questi effetti vengono ampiamente studiati teoricamente e sperimentalmente, raggiungendo un buon accordo fra calcoli e misure. La protezione contro i disturbi è dello stesso ordine di grandezza di quella ottenuta con i limitatori di ampiezza ed è lievemente inferiore con segnale modulato che non con segnale non modulato. Quando i disturbi sono molto intensi, intervengono fenomeni più complessi che peggiorano la selezione, in modo analogo, del resto, a quanto avviene nei limitatori.

G. C.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

B. W. Kendall e H. A. Affel — **Sistema telefonico a corrente portante con dodici canali di frequenza per linee aeree.** (Bell S. T. J., gennaio 1939, XVIII, 1, pag. 119-142, con 11 fig.).

È stato recentemente sperimentato, in America, un sistema di collegamento telefonico a corrente portante, utilizzante dodici canali acustici; esso, se usato contemporaneamente al sistema normale per una trasmissione vocale e tre canali, consente di avviare su di una coppia il traffico di sedici comunicazioni telefoniche in aggiunta ai due circuiti telegrafici.

Il sistema adopera una banda di frequenze da 36 a 84 kHz per la trasmissione in un senso, e una banda da 92 a 140 kHz per la trasmissione in senso inverso. A ciascun estremo, dai dodici distinti circuiti a frequenza acustica si ricavano dodici bande inferiori di modulazione, coprenti un intervallo di frequenza compreso tra 60 e 108 kHz. Sommando queste frequenze con una ausiliaria di 340 kHz si ottiene un primo gruppo di frequenze, estendentesi da 400 a 448 kHz. Una successiva sottrazione da una frequenza di 484 kHz per la trasmissione in un senso e di 308 kHz per la trasmissione in senso inverso, fornisce le bande laterali che coprono gli intervalli desiderati.

Per ottenere di trasmettere una tale banda di frequenze estendentesi fino a 140 kHz è stato necessario curare in modo particolare la costruzione delle linee, soprattutto per eliminare la diafonia, che, com'è noto, cresce con la frequenza; ciò viene ottenuto principalmente con un nuovo sistema di trasposizione. Un altro problema di estrema importanza ai fini di ridurre la diafonia, quello della equilibratura dei brevi tratti di connessione tra i circuiti aerei e gli amplificatori, è stato risolto con l'adozione di cavi schermati multipli e di coppie di nuovo tipo (1).

Gli amplificatori, disposti ad intervalli di 80-120 km, sono del tipo normale; essi sono muniti di controreazione, e la regolazione automatica di guadagno viene effettuata mediante comparazione con un segnale pilota avente una frequenza vicina al limite superiore della banda da trasmettere.

T. L.

---

(1) J. J. Pilliod: Bell S. T. J., 1939, XVIII, p. 235; A. F., 1939, VIII, p. 401.

TUBI ELETTRONICI.

F. PRAKKE, J. L. H. JONKER e M. J. O. STRUTT — **Un nuovo tipo di costruzione di tubi elettronici " tutto vetro ,,**. (W. E., maggio 1939, XVI, 188, pag. 224-230, con 11 fig.).

Nei comuni tubi riceventi, le connessioni tra i contatti del piedino e gli elettrodi risultano relativamente lunghe e quindi dànno origine ad induttanze e capacità parassite, che nel funzionamento alle onde metriche producono vari inconvenienti. Per queste e per altre ragioni non si è dimostrata conveniente la disposizione della griglia di comando in testa al bulbo di vetro, adottata per ridurre a valori minimi le capacità dirette che essa presenta rispetto all'anodo e al filamento. Infatti tale disposizione richiede, se si desidera un tipo di costruzione semplice ed economico, una connessione piuttosto lunga, affetta da capacità e da induttanza notevoli.

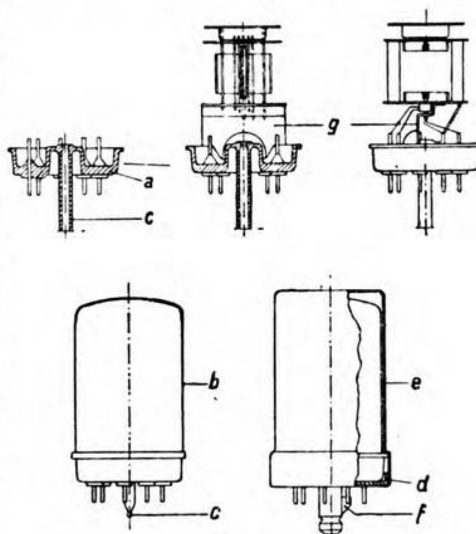


Fig. 1. — Sezioni e viste del tubo « tutto vetro » EF 50.

In alcuni recenti tubi, americani ed europei, questi svantaggi sono stati in gran parte evitati, rendendo la struttura più compatta e sistemando tutti i contatti alla base dei tubi stessi.

La figura 1 mostra la costruzione, alquanto diversa dal consueto, dei nuovi tubi per televisione del tipo « tutto vetro » della Philips. La denominazione si riferisce precisamente al piedino, costituito dalla piastrina *a* di vetro pressato, che provvede sia ad assicurare la perfetta tenuta, sia ad accogliere le spine di contatto fuse direttamente nel vetro; quest'ultimo particolare è stato reso possibile grazie all'uso di ferro-cromo per le spine.

Il sistema degli elettrodi è sostenuto dalla piastrina metallica *g* che scherma elettrostaticamente la connessione della griglia rispetto a quelle della placca e del filamento; gli involucri metallici *d* ed *e* con la chiave *f* proteggono il bulbo di vetro *b* ed il tubetto *c* per l'evacuazione del tubo, e completano la schermatura degli elettrodi tra loro e verso l'esterno.

Disponendo uno schermo sotto lo zoccolo del tubo, la capacità diretta tra griglia e placca e quella tra griglia e filamento si riducono rispettivamente ai valori di 0,002 e 0,003 μμF, del tutto paragonabili a quelli ottenuti con tipi a griglia in testa.

Come si vede dagli schizzi riportati, la lunghezza delle connessioni risulta notevolmente ridotta; la disposizione circolare delle prese concorre ad assicurare maggiore stabilità meccanica al sistema degli elettrodi, senza ricorrere a centratori di mica. Le distanze fra le connessioni sono notevoli; inoltre, dato che le spine di contatto vengono fissate nella loro esatta posizione reciproca durante la pressatura delle piastrine di base, le differenze nelle capacità interelettrodiche sono minime. Le tolleranze si sono potute così ridurre da 0,6 μμF, nei tubi di tipo comune, a 0,2 μμF in quelli completamente di vetro.

Vantaggio notevolissimo del nuovo sistema è quello di rendere più agevole il passaggio del calore attraverso il piedino, mantenendo l'innalzamento di temperatura rispetto all'ambiente entro limiti assai inferiori a quelli dei tubi comuni. Ne conseguono un minore pericolo di elettrolisi del vetro, ma soprattutto minori variazioni nelle capacità interne e pertanto una maggiore stabilità di frequenza degli stadi oscillatori e convertitori ed un minore spostamento della frequenza durante il periodo di riscaldamento.

È noto che i valori della resistenza di entrata e di uscita presentati dai tubi alle onde cortissime dipendono in parte predominante dalle induttanze proprie e mutue delle connessioni interne ed esterne e dalle capacità degli elettrodi. I miglioramenti ottenuti in tal senso con i nuovi tipi confermano questo fatto; così, per esempio, mentre un pentodo EF9 presenta una resistenza di entrata di 6000 Ω per onde di 5 m, si ottiene un valore di 13 000 Ω con un tubo di identiche caratteristiche, ma nella costruzione « tutto vetro ».

G. H.

CRONACA TECNICA

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

J. S. Allen descrive nel numero del 15 maggio 1939 di *Phys. Rev.* un **dispositivo per rivelare l'arrivo di una singola carica elementare** (elettrone, positrone, fotone) utilizzando il moltiplicatore d'elettroni di Zworykin; esso funziona in vuoto spinto e può quindi venire collegato all'ambiente nel quale le cariche sono generate, senza l'interposizione di una parete, che potrebbe essere attraversata soltanto dalle cariche dotate di notevole energia.

Il contatore si basa sull'emissione secondaria di superfici ricoperte di glucinio; questo elemento presenta un effetto fotoelettrico e termoionico molto ridotto, cosicchè l'apparecchio è sensibile soltanto alle cariche che vanno a colpire una prima superficie opportunamente disposta. L'urto provoca l'emissione di parecchi elettroni secondari, i quali vengono attirati da una seconda placca, preparata come la prima, e mantenuta a un potenziale di qualche centinaio di volt più elevato. Ciascun elettrone secondario libera a sua volta, nell'urto contro la seconda placca, altre cariche, che vengono captate da un terzo elettrodo, mantenuto a potenziale più elevato del secondo e così via.

Utilizzando dodici elettrodi successivi, si ottiene un potere moltiplicatore globale uguale a 100 000, cosicchè la corrente disponibile all'uscita dell'apparecchio può essere efficacemente applicata sul tubo d'ingresso di un amplificatore collegato a un oscillografo.

È interessante notare che la forma degli elettrodi è stata scelta utilizzando i principi dell'ottica elettronica in modo che nessun elettrone vada perduto. Le traiettorie di questi sono state studiate secondo un procedimento dovuto a Kleynen, che consiste nel determinare le traiettorie elettroniche facendo rotolare delle sfere di acciaio sulla superficie di un foglio di caucciù, presentante una topografia conveniente, in relazione con la distribuzione dei potenziali degli elettrodi. Si possono regolare le condizioni dell'esperienza in modo che le traiettorie delle sfere siano identiche a quelle degli elettroni; ciò permette di fissare per tentativi la forma più vantaggiosa per gli elettrodi.

Il dispositivo di Allen permette di rivelare l'arrivo sulla placca ricevitrice di un solo elettrone avente l'energia di soltanto qualche centinaio di volt-elettroni, di un solo positrone o particella alfa o ancora

di un solo fotone, emesso sotto forma di radiazione gamma da un corpo radioattivo.

I « grani di elettricità », come i « grani di irradiazione », possono dunque essere contati uno ad uno, purchè la frequenza dei loro arrivi non sorpassi la frequenza massima degli impulsi che l'apparecchio contatore può registrare.

La misura di correnti molto deboli in « elettroni per secondo » entra così nel campo delle possibilità; è difficile immaginare una unità più naturale.

G. T.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Nel numero di marzo 1939 dei *Proc. I. R. E.* i Comitati Tecnici dell'« Institute of Radio Engineers » pubblicano un lungo riassunto dei **progressi compiuti dalla radiotecnica durante l'anno 1938,** accompagnato da continui riferimenti bibliografici alle pubblicazioni che hanno dato notizia dei vari perfezionamenti illustrati nel testo. Esso ha quindi il carattere di una raccolta ordinata e critica della bibliografia relativa al 1938, illustrata da poche parole di spiegazione. Sotto questo punto di vista il lavoro presenta indubbiamente una grande utilità, sia come quadro generale dell'opera compiuta dai ricercatori nell'anno scorso, sia come fonte di informazione nei diversi rami della tecnica delle alte frequenze.

L'esposizione è divisa in sei parti:

Elettroacustica. Teoria, altoparlanti, microfoni, apparecchi telefonici, apparati elettromeccanici, acustica e studi per radiodiffusione, strumenti e metodi di misura, strumenti musicali elettronici.

Tubi elettronici. Tubi a raggi catodici e tubi per televisione, tubi per frequenze altissime, tubi riceventi, tubi trasmittenti, tubi a gas, apparati fotoelettrici.

Radioricevitori. Ricevitori di radiodiffusione, ricevitori di radiocomunicazioni, ricevitori per la guida degli aeroplani, strumenti e metodi di misura, statistica dei radioricevitori per gli Stati Uniti d'America.

Televisione e trasmissione di immagini. Televisione: trasmettitori (circuiti, antenne), ricevitori (circuiti, antenne), sistemi di trasmissione (teoria, campioni, misure di campo e funzionamento). Trasmissione di immagini: con diffusione, con trasmissione punto per punto, su filo e per via radio.

Trasmettitori e antenne.

Propagazione. Generalità, medie frequenze (150-1500 kHz), alte frequenze (1500-30 000 kHz), altissime frequenze (oltre 30 000 kHz).

R. S.

NUOVI APPARECCHI

Apparecchiatura per la registrazione automatica di livello fino a 40 000 Hz.

ANDREA FERRARI-TONIOLO

Si descrive un'apparecchiatura destinata alla registrazione automatica di curve livello-frequenza; il livello misurabile è compreso fra + 20 e — 20 decibel (rispetto al normale livello telefonico zero), per frequenze da 40 a 40 000 Hz; la precisione è di ± 0,2 decibel. L'apparecchiatura comprende anche dispositivi ausiliari, che permettono di fare misure di attenuazione e guadagno su quadripoli con impedenze immagini di qualsivoglia valore, bilanciate o non bilanciate. Si riportano e illustrano i risultati di alcune registrazioni.

1. - Il rilievo di curve di livello entro determinate gamme, spesso anche assai estese, di variazione della frequenza è una delle operazioni più diffuse e più spesso ripetute nella tecnica delle misure di comunicazioni elettriche. Esaminando il funzionamento di una linea, di un traslatore, di un filtro, di un amplificatore, in una parola di un qualunque quadripolo, uno dei dati sperimentali che più frequentemente si richiede è appunto la « curva di frequenza », ovvero, più correttamente, la « curva livello-frequenza ».

L'utilità, anzi quasi la necessità, di rendere completamente automatico tale rilievo, appare pertanto indiscutibile nell'attrezzatura di un laboratorio destinato ad eseguire sistematiche e frequenti misure di livello.

L'introduzione dell'automatismo nella misura, portando come conseguenza nuove difficoltà costruttive e quindi nuove cause d'errore, potrebbe sembrare nociva alla precisione. In realtà invece l'automa-

tismo può favorire la precisione stessa, sia perchè non stanca l'operatore, sia soprattutto perchè in molti casi, soltanto compiendo un rilievo con la rapidità permessa dall'esecuzione automatica, si può essere sicuri che le condizioni di funzionamento dell'apparecchio in esame o delle apparecchiature di misura non sono cambiate da punto a punto della curva da rilevare.

Registratori automatici di livello, benchè apparecchi di costruzione complessa e di tipo non molto comune, sono stati da tempo introdotti in commercio. Il più noto, forse, di tali registratori è stato descritto, anni sono, anche su questa rivista [1]; esso era atto a rilievi di carattere tipicamente telefonico fino a 10 000 Hz. Più recentemente lo stesso tipo di registratore automatico di livello è stato perfezionato e reso atto a funzionare per frequenze fino a 20 000 Hz (suddivise in due gamme).

Allo scopo di dotare la Sezione Telefonia dell'I. E. N. di un'apparecchiatura del genere, ne è stata curata la costruzione nell'Istituto stesso; tenendo presenti le esigenze di un laboratorio di ricerche (che sono alquanto diverse da quelle di laboratori industriali ovvero di società di esercizio, nei quali le prove sono costantemente ristrette a pochi tipi, ben determinati e corrispondenti a condizioni prestabilite di funzionamento), ci si è proposti di conseguire, oltre naturalmente al massimo di precisione e di praticità possibile, i seguenti requisiti:

1) estensione della gamma di frequenza, nel campo delle frequenze per telefonia a correnti vettrici, fino a 40 000 Hz;

2) possibilità di eseguire rilievi su quadripoli tanto attivi quanto passivi, non solo simmetrici e con la classica impedenza caratteristica di 600 Ω, ma anche asimmetrici e che presentino le più varie impedenze immagini;

3) possibilità di variare la velocità di registrazione entro larghissimi limiti, per adattarsi ai più svariati casi (compresi quelli in cui il registratore propriamente detto debba essere usato, indipendentemente dagli altri apparecchi, per misure anche diverse da quelle di livello);

4) eliminazione dei dispositivi relativi al telecomando di partenza e arresto del registratore (come si usa nel caso di rilievi su linee telefoniche o simili), perchè è prevedibile che tanto la parte « emittente » quanto la parte « ricevente » rimangano, nel nostro caso, sempre nello stesso laboratorio.

2. - L'apparecchiatura per il rilievo automatico delle curve di livello è costruita schematicamente secondo la figura 1.

Al quadripolo in prova è applicata la tensione generata da un oscillatore la cui frequenza può esser fatta variare con continuità fino a 50 000 Hz (prima gamma: fino a 10 000 Hz; seconda gamma: 10 000 ÷ 50 000 Hz).

---

(1) A. F., 1934, III, p. 252.

La tensione ai capi del secondario del quadripolo (chiuso sulle sue impedenze immagini) è misurata mediante un voltmetro elettronico. Se la tensione di alimentazione si mantiene costante, mentre la frequenza vien fatta variare entro tutta la gamma, le indicazioni del voltmetro dànno senz'altro la curva di livello del quadripolo.

Registrando automaticamente le indicazioni del voltmetro e stabilendo un rigido legame fra lo scorrimento della carta su cui avviene la

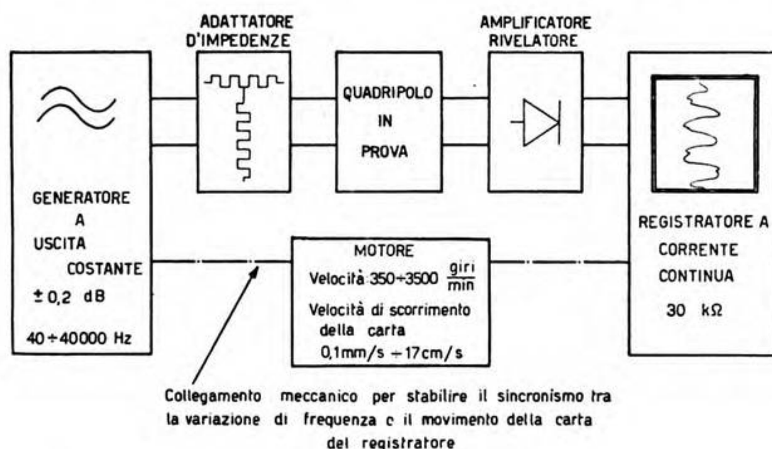


Fig. 1. — Costituzione schematica dell'apparecchiatura ipsografica.

registrazione, e la rotazione del quadrante che comanda la variazione di frequenza, si può senz'altro graduare in frequenza l'asse degli spostamenti della zona di carta su cui si traccia la curva di livello.

Per le esigenze particolari della registrazione il voltmetro elettronico è costituito di due apparecchi distinti: il registratore a corrente continua (apparecchio acquistato dal commercio: 1 mA in fondo di scala; 30 kΩ di resistenza interna) e l'amplificatore rivelatore.

L'oscillatore a battimenti, di un tipo del commercio, è stato accuratamente rivisto e in alcune parti modificato (con l'aggiunta, inoltre, di un circuito egualizzatore), in modo che la sua tensione di uscita si mantenesse costante, per tutta la gamma di frequenza da 40 a 40 000 Hz, entro ± 0,2 decibel. La tensione di uscita dell'oscillatore può essere regolata con continuità fra 0 e 10 V (su 600 Ω).

Per prove su quadripoli aventi impedenze immagini diverse da 600 Ω, sono stati costruiti adattatori di impedenze, di cui diremo in sèguito.

L'insieme delle apparecchiature, montate sulla loro intelaiatura, appare nella figura 2.

Il movimento del registratore (e, attraverso un rinvio rigido, anche del quadrante di comando della frequenza generata) è mantenuto da

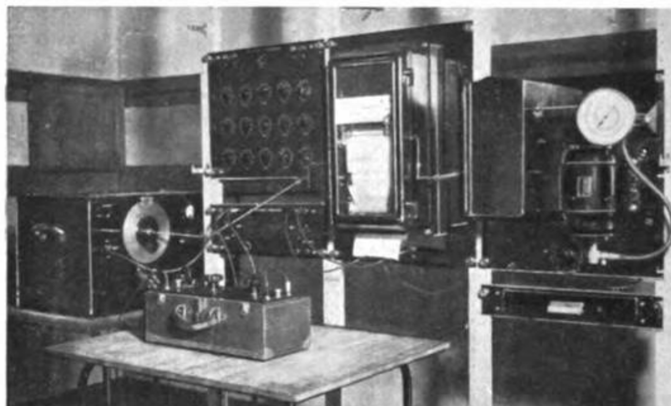


Fig. 2. — Vista d'assieme dell'apparecchiatura ipsografica.

un motorino a corrente alternata monofase (del tipo « a repulsione »), costruito appositamente perchè fosse possibile variarne la velocità entro limiti molto ampi (350 ÷ 3500 giri/min). La regolazione di velocità avviene per variazione di tensione di alimentazione, mediante un trasformatore variabile (« variac ») che fa parte dell'apparecchiatura.



Fig. 3. — Complesso del motore, tachimetro e riduttori.

Il complesso motore (fig. 3) è completato da un tachimetro su cui è possibile leggere direttamente, oltre al numero dei giri al minuto del motore, anche la corrispondente velocità di scorrimento della carta.

Tale velocità può essere variata entro tre campi, che corrispondono a tre possibili rapporti di riduzione: 1 : 1; 1 : 12; 1 : 144. Poichè, in ciascuno di questi tre campi, la velocità può essere variata da un minimo ad un massimo variando i giri del motore, si

hanno i seguenti limiti di velocità di scorrimento della carta: da 175 mm/s a 15 mm/s, per il rapporto di riduzione degli ingranaggi 1 : 1; da 14,5 mm/s a 1,3 mm/s, per il rapporto 1 : 12; da 1,2 mm/s a 0,1 mm/s, per il rapporto 1 : 144.

Mentre le più alte velocità corrispondono al limite oltre il quale la penna del registratore non scrive più regolarmente, le più basse velocità (36 cm/h) consentono di adoperare il registratore per applicazioni diverse da quelle del rilievo di curve livello-frequenza, nei casi in cui si vogliano seguire, per molte ore, fenomeni assai lentamente variabili nel tempo.

V'è una trasmissione ad ingranaggi anche fra l'asse del rullo del registratore e l'asse del quadrante di comando della frequenza dell'oscillatore. I rapporti di riduzione sono, a scelta, tre: 1 : 3; 1 : 5; 1 : 7. In tal modo la curva di livello viene tracciata su una lunghezza che può essere 3, 5, 7 volte la lunghezza dello sviluppo della circonferenza del quadrante su cui è incisa la taratura in frequenza del generatore (la quale, con opportuni mezzi predisposti nella stessa apparecchiatura, viene verificata prima di ogni misura).

Per l'intera registrazione di curve di livello fino a 40 000 Hz, si hanno diagrammi della lunghezza di circa 1,00, 1,65, 2,30 m.

3. - Una delle parti più delicate, per quanto meno appariscenti, dell'apparecchiatura è l'amplificatore-rivelatore (fig. 4). Esso deve dare una tensione continua rilevante (30 V necessari per portare a fondo di scala il registratore) mantenendo la massima linearità sia al variare della tensione d'ingresso sia al variare della frequenza fino a 40 000 Hz.

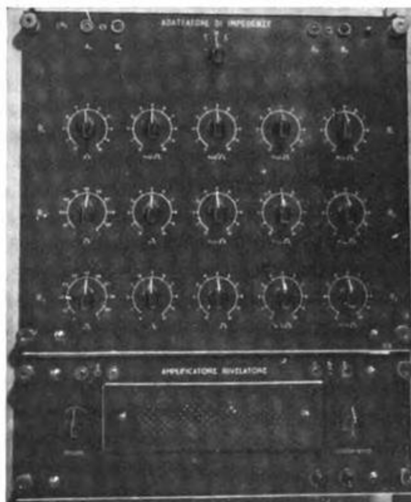


Fig. 4. — Pannelli dell'amplificatore-rivelatore e dell'attenuatore-adattatore.

Lo schema, esperimentato come il più adatto, è riportato in modo completo nella figura 5. Al doppio diodo rivelatore segue uno stadio di amplificazione di tensioni continue con dispositivi di riduzione a zero dello strumento in corrente continua; e viceversa è premesso uno stadio bilanciato di amplificazione a larga banda.

L'ingresso bilanciato, come tutto il resto dell'apparecchiatura (a partire dall'uscita del generatore), permette le misure più accurate su qua-

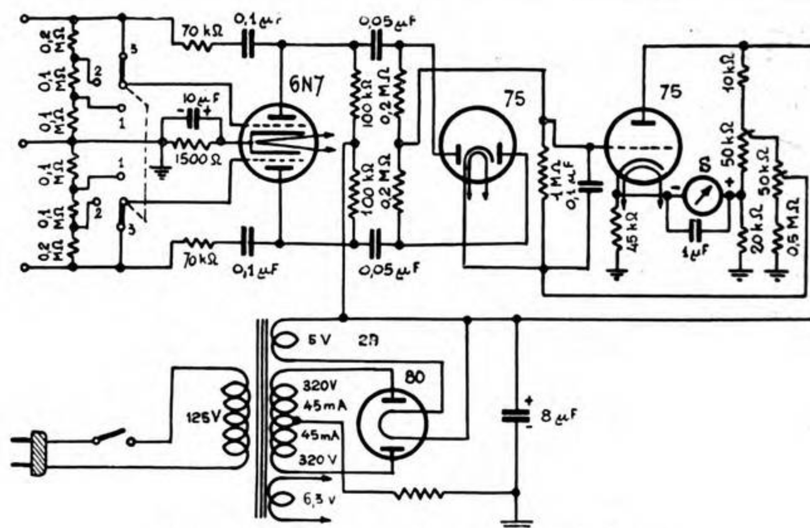


Fig. 5. — Schema dell'amplificatore-rivelatore.

dripoli bilanciati, senza che ne siano modificate le normali condizioni di funzionamento. L'impedenza d'ingresso è di 400 + 400 kΩ: assai alta, per permettere prove su quadripoli aventi impedenze immagini dei più elevati valori.

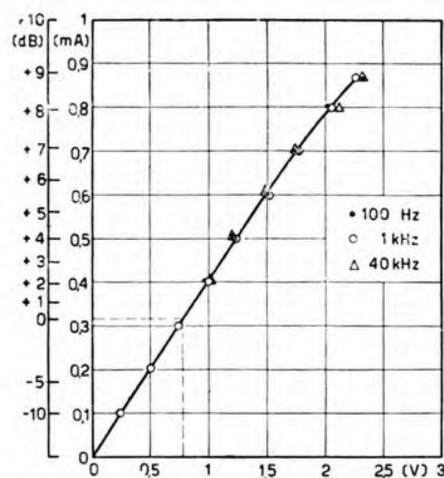


Fig. 6. — Curva di taratura dell'amplificatore-rivelatore.

La curva di sensibilità o di taratura dell'amplificatore-rivelatore (fig. 6) è lineare per tutte le frequenze della gamma considerata, nella massima parte della scala dello strumento registratore. Per evitare di far lavorare l'apparecchio in condizioni in cui il sovraccarico comincia a farsi sentire, l'ingresso ha alcune prese potenziometriche (a commutatore) che permettono di ridurre la tensione sulle griglie del primo stadio alla metà o ad un quarto della tensione raccolta sul secondario del quadripolo in prova.

Poichè, come risulta dalla figura 6, la massima tensione che conviene applicare alle griglie del primo stadio è di 2 ÷ 2,5 V, il campo totale

di tensioni rilevabili si estende fino a 8 ÷ 10 V. Volendo esprimere questi limiti in unità logaritmiche, rispetto al livello telefonico zero (0,775 V; cioè 1 mW su 600 Ω), si ha un livello massimo misurabile di + 10 decibel quando il potenziometro d'ingresso è nella posizione 3; di + 16 decibel, nella posizione 2; e di + 22 decibel, nella posizione 1.

Si ritiene che questi campi di misura si adattino alla grandissima maggioranza dei casi che si presentano praticamente nelle misure. Non sarebbe ad ogni modo difficile ottenere la misura di tensioni, o di livelli, ancor più elevati, semplicemente aggiungendo la possibilità di ulteriori prese potenziometriche sull'ingresso.

Per quel che riguarda i minimi misurabili, essi sono limitati soltanto dalla imprecisione di lettura crescente via via che la deviazione dello strumento tende a zero. Si possono pertanto misurare variazioni di livello fino a 15 decibel (tensioni minime di 0,44 V, corrispondenti ad un livello — 5 dB, rispetto al livello telefonico zero) con errori inferiori a 0,1 decibel; gamme di livello fino a 20 decibel (tensioni minime di 0,25 V, corrispondenti a — 10 dB) con errori inferiori a 0,2 decibel; gamme di livello fino a 35 decibel (tensioni minime di 0,05 V, corrispondenti a — 25 dB) con errori di 1 decibel.

L'apparecchiatura è perciò particolarmente adatta a rilievi di curve di livello ad andamento piuttosto regolare, senza eccessivi sbalzi intorno ai livelli telefonici normali. Le curve livello-frequenza di trasformatori, attenuatori, linee, amplificatori sono fra le più tipiche che possono essere rilevate con precisione assai buona.

4. - Per eseguire misure anche su quadripoli che presentino impedenze immagini diverse da 600 Ω, sono stati costruiti alcuni apparecchi accessori, che mancavano nelle analoghe apparecchiature ipsografiche.

Il secondario del quadripolo in prova può sempre essere chiuso sulla sua impedenza immagine, che non viene modificata, ponendovi in parallelo la elevata resistenza di ingresso (400 + 400 kΩ) dell'amplificatore-rivelatore.

Il primario del quadripolo in prova deve essere adattato al generatore, il quale possiede una resistenza interna equivalente di 600 Ω.

È sembrata la soluzione più semplice e, al tempo stesso, meglio atta a soddisfare le più diverse esigenze, la costruzione di un « adattatore di impedenze » a resistenze, il quale consiste essenzialmente (schema in figura 7; aspetto esteriore in figura 4) in un attenuatore variabile sia nello schema tipico, sia, entro amplissimi limiti, nel valore di resistenza dei vari rami.

Vi sono tre serie, di cinque decadi di resistenze ognuna, che, mediante una chiave di commutazione, possono essere collegate secondo lo schema a C, a T, ovvero a Π. Lo schema a C permette di usare l'adattatore di impedenze per misure su sistemi bilanciati.

L'uso di un adattatore a resistenze procura necessariamente perdite di energia, cioè riduce la potenza disponibile per essere applicata al pri-

mario del quadripolo in prova. Ma questo non è un difetto grave, data la relativa esuberanza di potenza del generatore; e, d'altra parte, la

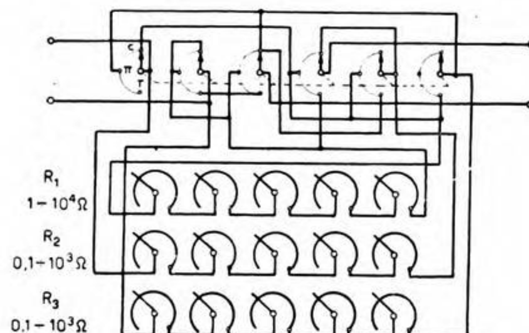


Fig. 7. — Schema dell'attenuatore-adattatore.

perdita di energia può, per ogni coppia di valori di resistenze immagini da adattare, essere contenuta entro valori minimi.

L'appendice dà questi valori minimi di perdita e i valori effettivi di resistenza da scegliere per ciascun ramo, nei casi più tipici di impedenze da adattare (l'ingresso dell'adattatore va, come sempre, collegato al generatore che ha resistenza interna costante di 600 Ω). In base alle esigenze, che si riscontrano nei casi più comuni (vedi la tabella dell'appendice), riguardo ai valori da dare alle varie serie di decadi, una di queste si estende da unità a decine di migliaia di ohm, mentre le altre due si estendono da decimi a migliaia di ohm.

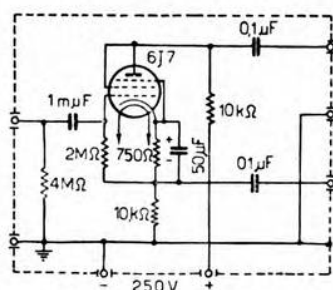


Fig. 8. — Schema del « bilanciatore elettronico ».

Un altro apparecchio accessorio serve invece alle prove su quadripoli non bilanciati (cioè con un morsetto a terra). In tal caso, prima dell'amplificatore-rivelatore, del quale non può essere turbato, senza nocive conseguenze, l'accurato bilanciamento, deve essere interposto un semplice dispositivo elettronico, che può denominarsi « bilanciatore elettronico » e il cui funzionamento appare chiaro dallo schema della figura 8.

Le perdite di livello dell'adattatore a resistenze (una volta sceltane la costituzione, caso per caso) e il guadagno di livello (assai modesto: 5 dB) nel « bilanciatore elettronico » sono costanti (entro ± 0,1 dB) in tutta la gamma di frequenze usata; pertanto la loro inserzione non modi-

fica la precisione dell'apparecchiatura ipsografica, pur estendendone assai i campi di applicazione.

Un altro accessorio dell'apparecchiatura può essere considerato un voltmetro elettronico bilanciato che serve a controllare, mentre sta avvenendo la registrazione, il livello effettivo in un dato punto di una catena di trasmissione in prova.

5. - Per l'esecuzione pratica delle prove è tracciata, sulla carta destinata a scorrere, una scala logaritmica spaziata di decibel in decibel.

Alla periferia del quadrante, graduato in frequenza, del generatore, una serie di piccoli risalti chiudono, ogni volta che si raggiungono determinati valori di frequenza spaziati fra loro, un contatto; si può così comandare tanto un istantaneo corto circuito dei morsetti del registratore, quanto il rapido scatto di una penna supplementare di cui è stato fornito il registratore. Si ha in tal modo un preciso riferimento di graduazione in frequenza, o direttamente sulla curva di livello registrata (sotto forma di brevissimi impulsi), ovvero lungo il margine della carta scorrevole.

Più pratico ancora di questi due dispositivi automatici di graduazione in frequenza, è stato constatato l'uso di strisce gommate, su cui è già stampata la graduazione in frequenza quale risulta dallo sviluppo dell'arco di circonferenza del quadrante di comando del generatore; queste strisce si applicano con gran facilità alla base del diagramma appena tracciato, facendo coincidere lo zero della graduazione con lo zero (ovvero con l'accentuato minimo) della curva registrata.

Le figure 9, 10, 11 e 12 riproducono alcuni esempi di curve registrate.

Nella figura 9 si hanno tre curve di livello, eseguite registrando direttamente la tensione di uscita del generatore, per tutta la gamma $0 \div 40\,000$ Hz, senza l'interposizione di alcun quadripolo in prova. Il rilievo è stato fatto mantenendo sempre il potenziometro d'ingresso dell'amplificatore-rivelatore nella posizione 3 (che non corrisponde ad alcuna riduzione della tensione proveniente dal generatore). La tensione di uscita di questo è stata regolata una volta (curva *a*) sulla tensione di 0,775 V (livello 0); successivamente (curva *b*) sulla tensione di 1,22 V (livello + 4 dB); infine (curva *c*) sulla tensione di 1,95 V (livello + 8 dB).

Si noterà che, lungo tutta la gamma di frequenza esplorata, gli scarti dall'orizzontale delle curve di livello sono minimi (la scala logaritmica in decibel è assai più ampia di quelle in neper, in uso in altri ipsografi; quindi pone in notevole risalto, con vantaggio per la precisione, scarti anche modesti). Inoltre le tre curve, corrispondenti a tre diversi livelli di tensione di prova, corrono con rimarchevole parallelismo.

Nella figura 10, anzichè variare il livello della tensione di prova, è stato registrato uno stesso livello emesso dal generatore (e precisamente il livello + 6 dB, cioè $2 \times 0{,}775$ V), commutando le prese potenziometriche all'ingresso dell'amplificatore-rivelatore. Ciò equivale a cambiare la scala dello strumento indicatore, scegliendone una delle tre tracciate a si-

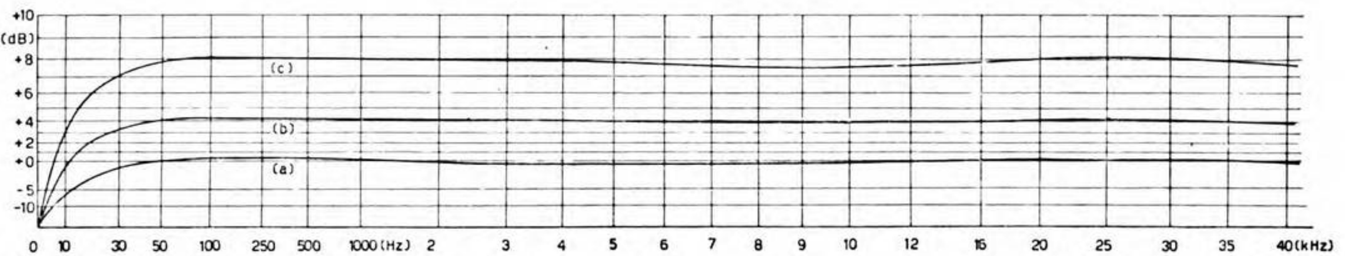


Fig. 9. — Curve livello-frequenza dell'apparecchiatura, per diverse tensioni di uscita del generatore e col potenziometro d'ingresso dell'amplificatore-rivelatore nella posizione 3.

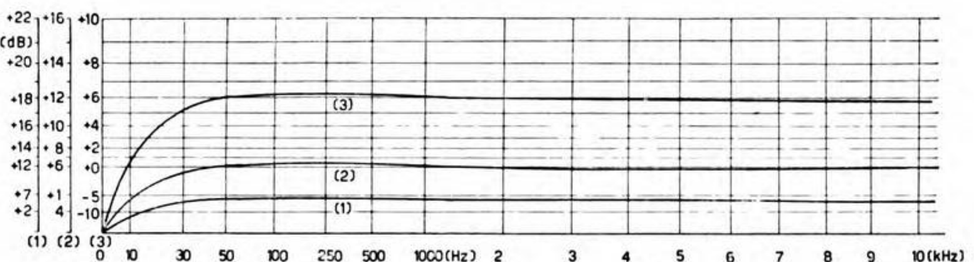


Fig. 10. — Curve livello-frequenza dell'apparecchiatura, per una stessa tensione di uscita del generatore (2 × 0,775 V) e col potenziometro d'ingresso dell'amplificatore-rivelatore successivamente nelle posizioni 1, 2, 3.

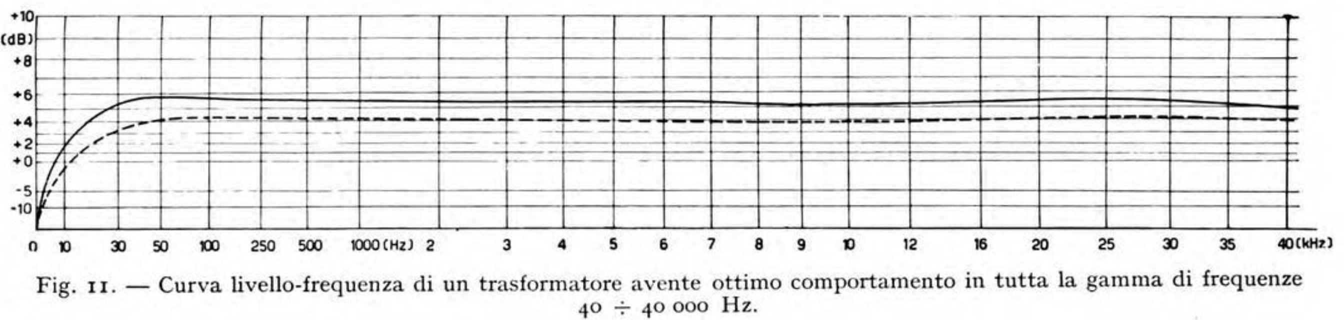


Fig. 11. — Curva livello-frequenza di un trasformatore avente ottimo comportamento in tutta la gamma di frequenze 40 ÷ 40 000 Hz.

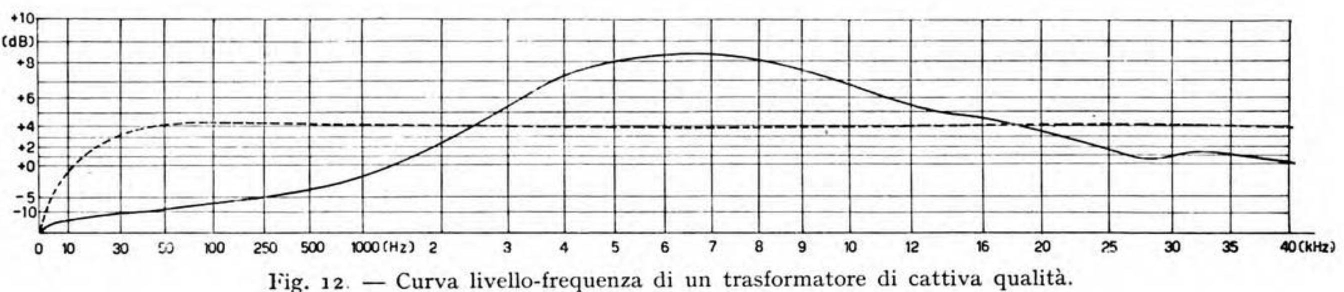


Fig. 12. — Curva livello-frequenza di un trasformatore di cattiva qualità.

nistra del diagramma di figura 10. Nella posizione 3 (rapporto 1 : 1) del commutatore di ingresso dell'amplificatore-rivelatore la curva cade in (3) e per essa vale la corrispondente scala (3); se si commuta il potenziometro in 2 (rapporto 1 : 2) e in 1 (rapporto 1 : 4), la curva si sposta rispettivamente in (2) e in (1) con le corrispondenti scale (2) e (1).

Il parallelismo delle curve e la costante distanza di 6 decibel fra loro, assicura della linearità dell'amplificatore-rivelatore, del buon comportamento suo e del partitore potenziometrico al variare della frequenza, e dell'esattezza dei rapporti del partitore.

Nelle figure 11 e 12 sono riportate a tratto continuo due curve tipiche rilevate su trasformatori speciali a larga banda: la prima si riferisce ad un trasformatore 600 Ω/600 Ω, che, come si vede ha un ottimo comportamento con la frequenza; la seconda, invece, si riferisce ad un trasformatore 600 Ω/200 000 Ω, che ha una curva livello-frequenza tutt'altro che buona. I grafici riportano anche, per comodità di confronto, la curva di livello — a tratto non continuo — tracciata prima dell'inserzione del traslatore in prova: tale curva corrisponde alla (*b*) di figura 9. Le curve livello-frequenza dei trasformatori sono rilevate per tensione di uscita del generatore alquanto diversa da quella usata per tracciare la (*b*).

L'apparecchiatura attuata rende possibile di effettuare, in tempo relativamente breve e con ottima precisione, rilievi sistematici su serie anche numerose di quadripoli. Misure del genere sono state avviate su numerosi traslatori di tipo speciale, per ampie gamme di frequenza e svariatissimi rapporti di impedenze; ci si ripromette di riferire in altra occasione su tali misure.

Torino, luglio 1939-XVII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

APPENDICE

Come è noto ([2]), nel calcolo degli attenuatori a resistenze dei più vari tipi (a T, a Π, ad H, a C, ad L; bilanciati o non; simmetrici o non) i valori delle resistenze dei diversi rami possono essere dati in funzione dell'attenuazione n (numero di decibel), la quale può anche esprimersi mediante il coefficiente k legato ad n dalla relazione:

$$n = 20 \log_{10} k \,;$$

e in funzione delle resistenze immagini H_1 e H_2, ovvero delle grandezze da esse derivate:

([2]) Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 213.

$$s = \sqrt{\frac{H_1}{H_2}} \; ; \qquad h = \sqrt{H_1 H_2} \; .$$

Quando l'attenuatore viene inserito, come nel caso dell'apparecchiatura descritta, allo scopo precipuo di funzionare da « adattatore », si ha interesse a che l'attenuazione da esso introdotta sia la minima possibile, cioè n assuma i valori più piccoli possibili.

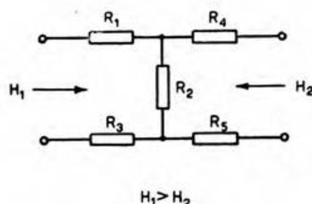


Fig. 13. — Schema dell'attenuatore ad H bilanciato.

Questi valori minimi sono determinati dal fatto che, essendo l'adattatore costituito di resistenze normali, non si possono assumere come soluzioni praticamente attuabili quelle in cui il valore della resistenza di uno o più rami risulti negativo (cioè inferiore a zero).

Si può pertanto ricavare una legge generica, mediante la quale, dato il valore di s (cioè anche del rapporto delle resistenze da adattare), si ricava direttamente il valore dell'attenuazione minima n'.

Riferendoci al caso, praticamente assai utile, dell'adattatore ad H bilanciato ($R_1 = R_3$; $R_4 = R_5$) (fig. 13), si ha in generale:

$$R_1 = R_3 = \frac{1}{2}\left(H_1 \frac{k^2+1}{k^2-1} - 2\sqrt{H_1 H_2}\,\frac{k}{k^2-1}\right)$$

$$R_2 = 2\sqrt{H_1 H_2}\,\frac{k}{k^2-1}$$

$$R_4 = R_5 = \frac{1}{2}\left(H_2 \frac{k^2+1}{k^2-1} - 2\sqrt{H_1 H_2}\,\frac{k}{k^2-1}\right).$$

Il minimo dell'attenuazione si ha, al limite, quando $R_4 = R_5 = 0$, cioè per:

$$\frac{1}{2}\left(H_2 \frac{k^2+1}{k^2-1} - 2\sqrt{H_1 H_2}\,\frac{k}{k^2-1}\right) =$$

$$= \frac{1}{2} H_2 \left(\frac{k^2+1}{k^2-1} - 2\,s\,\frac{k}{k^2-1}\right) = 0\,.$$

Escludendo i casi, che non interessano la pratica, in cui $H_2 = 0$ e $k^2 = 1$, si ha, come condizione di minimo di n:

$$k^2 + 1 - 2\,s\,k = 0$$

e quindi:

$$k = s \pm \sqrt{s^2 - 1}\,.$$

Il segno negativo della formula è pure da eliminare, per restare nei casi possibili nella pratica; in definitiva si ricava in modo univoco la legge

TABELLA I.

H_1 (Ω)	H_2 (Ω)	s	n' (dB)	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	R_3 (Ω)
600	10	7,74	23,75	10,4	297	297
600	20	5,48	20,71	19,7	295	295
600	50	3,46	16,01	53	287	287
600	125	2,19	12,34	137	267	267
600	200	1,73	9,94	244	245	245
600	250	1,55	8,72	339	230	230
600	300	1,41	7,64	434	213	213
600	400	1,22	5,70	725	173	173
600	500	1,09	3,69	1280	125	125
800	600	1,15	4,73	1280	200	200
1000	600	1,29	6,45	1549	323	323
2000	600	1,82	10,48	718	837	837
3000	600	2,23	12,53	676	1340	1340
4000	600	2,58	13,93	643	1844	1844
5000	600	2,88	14,94	636	2345	2345
6000	600	3,16	15,79	626	2846	2846
10 000	600	4,07	18,07	616	4848	4848
18 750	600	5,58	20,88	602	9624	9624
20 000	600	5,76	21,16	586	9850	9850
30 000	600	7,07	22,95	570	14 900	14 900

che lega il valore minimo n' al valore di s e che si può rappresentare graficamente (fig. 14).

L'attenuatore ad H si riduce, nella condizione di attenuazioni minime per dati rapporti $\frac{H_1}{H_2}$, ad un semplice schema a C. Riferendosi a tale

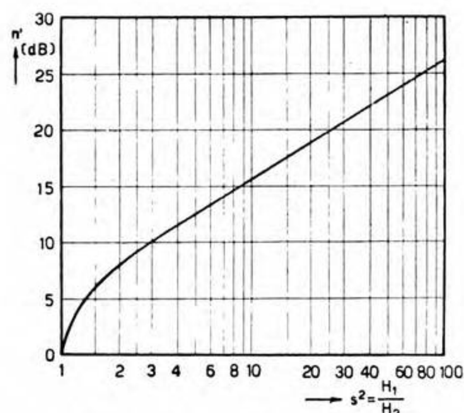


Fig. 14. — Curva dell'attenuazione minima, per un attenuatore ad H bilanciato, in funzione del rapporto H_1/H_2 delle resistenze da adattare.

schema a C (con minime perdite), la tabella I reca, per i valori più comuni di resistenze da adattare (una delle quali è sempre quella del generatore e quindi è sempre di 600 Ω), il computo già eseguito dei valori da dare alle resistenze R_2 e $R_1 = R_3$; nonchè il valore minimo di attenuazione (in decibel) che è strettamente indispensabile introdurre per il solo fatto che si vuole compiere l'adattamento di due date resistenze.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

La radio alla XX Fiera di Milano. — Data la linea di condotta prescelta dalla maggior parte delle ditte fabbricanti di radioricevitori, di riservare gli apparecchi della nuova stagione alla prossima Mostra della Radio, il complesso dei radioricevitori esposti consente essenzialmente di individuare le tendenze costruttive future e il confermarsi di quelle manifestatesi alla precedente Mostra della Radio.

Nei tipi di ricevitori di maggior costo, che si mantengono ancora molto numerosi, si nota la tendenza a migliorare il funzionamento nel campo delle onde corte, rendendo più facile l'accordo ed aumentando la sensibilità e la stabilità. A questo scopo il campo delle onde corte viene suddiviso in un numero sempre maggiore di gamme in modo da ottenere un minore gradiente di frequenza ed una minor variazione delle caratteristiche dei circuiti da un estremo all'altro della scala.

La Magnadyne nei suoi tipi SV77 e SV79 destina 5 delle 7 gamme disponibili alle onde corte e per di più dispone di allargamenti di banda nei punti in cui le stazioni trasmittenti si addensano maggiormente.

L'I.M.C.A. Radio, che cerca di raggiungere il massimo rendimento in onde corte, presenta un modello, Multi CS, con 8 gamme, scelte a piacere dal cliente, ognuna delle quali copre un campo di frequenza ridottissimo (dal 5 % al 15 %). Affinchè il campo di frequenza complessivo risulti notevolmente esteso, occorrono più di 8 gamme; perciò tutta l'apparecchiatura ad alta frequenza è riunita in un blocco asportabile, al quale è pure fissata la scala. Evidentemente ricevitori di questo tipo debbono essere considerati piuttosto nella categoria dei ricevitori commerciali che non in quella dei ricevitori per diffusione.

I dispositivi automatici di sintonizzazione vengono apprezzati al loro giusto valore, tanto che quasi tutti i ricevitori di classe superiore al tipo economico li usano con almeno 6 bottoni.

La sintonizzazione meccanica a motore è applicata dalla F.I.M.I. sul Phonola 1800 con predisposizione per 8 stazioni, variabili a volontà. Un'altra serie di bottoni permette di portare l'accordo nel centro delle zone occupate dalle trasmittenti nella gamma delle onde corte, semplificando e facilitando l'operazione di sintonizzazione.

L'accordo automatico di tipo meccanico è stato attuato in modo nettamente diverso dalla Watt e dalla Philips. Il dispositivo Watt è stato applicato anche da altri costruttori di apparecchi, i quali hanno trovato più conveniente acquistare questo dispositivo già pronto piuttosto che affrontare le incertezze e le spese di una nuova soluzione.

Anche la L.E.S.A. ha presentato un sintonizzatore automatico meccanico a 6 e 8 bottoni di ispirazione americana e di ottima costruzione nazionale, molto compatto e di facile adattabilità a vari tipi di ricevitori, essendo possibile montare il condensatore variabile con l'asse normale o parallelo alla parete frontale dell'apparecchio.

La Marelli rimane fedele alla sua soluzione a circuiti presintonizzati con accordo a permeabilità sul preselettore e sull'oscillatore. La stabilità del sistema è assicurata dall'accurata costruzione meccanica e dalla compensazione termica dei circuiti, particolarmente efficace in questo tipo di sintonizzatore con capacità di accordo costanti. La speciale configurazione a Π del circuito di preselezione conferisce una grande uniformità di sensibilità ed un alto « rapporto di immagine ». Poichè le sintonizzazioni dei circuiti del preselettore e dell'oscillatore sono indipendenti, l'accoppiamento con l'aereo può essere tenuto ad un valore assai elevato, aumentando così la sensibilità e il rapporto tra il segnale ed il rumore di fondo.

Pure la Superla ha adottato un tipo di accordo automatico con circuiti presintonizzati, ma come elementi regolabili usa capacità e stabilisce le stazioni presintonizzate senza lasciare al cliente la possibilità di variarle: in compenso numerosi bottoni permettono di scegliere fra un grande numero di stazioni.

In molti ricevitori di tipo ormai sorpassato la selettività e la sensibilità sono insufficienti per le esigenze sempre crescenti dell'ascoltatore e per le difficoltà derivanti dall'aumento del numero e della potenza delle stazioni. Per questi apparecchi la Watt ha creato il « converto Watt », che è un complesso ricevente costituito da uno stadio di preselezione e uno di conversione, funzionante su media frequenza di 514 kHz. Il ricevitore, al quale questo dispositivo viene applicato, funziona come amplificatore di media frequenza, qualunque sia la forma del suo circuito.

Tra gli accessori per radioricevitori le maggiori evoluzioni si notano nel campo dei fonorivelatori. La tendenza principale è di dare una miglior qualità alla riproduzione fonografica e di ridurre molto l'usura del disco in modo che nelle successive audizioni esso non fornisca risultati meno buoni nella riproduzione delle frequenze elevate e non dia luogo a maggior fruscìo. Questi effetti vengono raggiunti diminuendo per quanto è possibile l'impedenza meccanica sulla punta esploratrice: ciò si ottiene riducendo la massa vibrante e spostando le frequenze di risonanza superiori oltre il limite della gamma acustica riprodotta.

Le ditte Marelli, S.A.F.A.R., Geloso hanno tentato la soluzione del fonorivelatore piezoelettrico, traendone ottimi risultati di notevole

semplificazione costruttiva, elevata tensione di uscita e forte amplificazione delle frequenze basse, le quali, come è noto, sono attenuate nel processo di incisione del disco. La Marelli ha anche esposto un microfono piezoelettrico insieme con uno di velocità a nastro.

D'altra parte i costruttori di fonorivelatori magnetici hanno anch'essi introdotto notevoli perfezionamenti, abolendo in qualche caso la vite di fissamento della puntina, che costituisce una massa non necessaria, e sostituendola con un fermo ad incastro insieme col sostegno magnetico (Bezzi, Marconi) (fig. 1) o usando una punta permanente di zaffiro (Telefunken) che resta affilata per un grandissimo numero di riproduzioni.

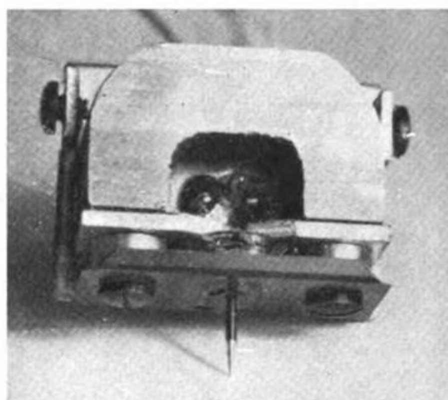


Fig. 1. — Fonorivelatore senza vite di fissamento della puntina, con arresto a incastro e sostegno magnetico, e con puntina speciale alleggerita.

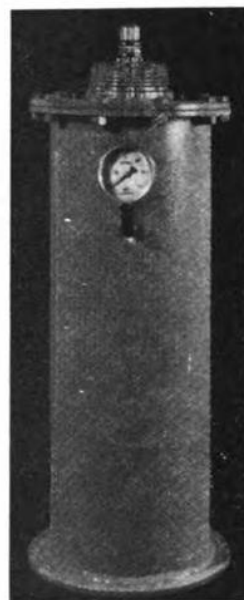


Fig. 2. — Condensatore ad aria compressa: tensione di scarica 40 kV.

Per spostare ogni risonanza al di fuori del campo acustico, oltre alla eliminazione della vite di fissamento della puntina, la Marconi riduce ancora le masse vibranti usando una puntina speciale di peso ridotto.

Nel campo degli accessori più importanti nelle radiocostruzioni, i condensatori, la ditta Ducati mostra molte interessanti e nuove attuazioni, diligentemente curate. Tra i condensatori fissi in mica e in carta è presentato un nuovo tipo con custodia di una sostanza termoplastica a basse perdite, che si fa aderire sotto pressione al condensatore, ottenendo una costruzione avente perfetta ermeticità della chiusura e notevole aumento della rigidità elettrica.

Il medesimo espositore presenta anche gruppi di condensatori per amplificatori per televisione. Uno di essi è progettato per l'amplificazione

delle alte frequenze in uso per tale servizio ed è costituito da elementi di dimensioni ridotte, che permettono installazioni molto compatte e collegamenti di impedenza trascurabile. Ogni condensatore è composto di due statori isolati ed accoppiati attraverso un unico rotore anch'esso isolato; i morsetti dei due statori costituiscono i terminali del condensatore. Si evitano così i contatti striscianti, pericolosa causa di rumori e di perdite, e vengono determinati con sicurezza i percorsi delle correnti eliminando le incertezze riguardanti le correnti di massa nell'incastellatura.

Nel campo dei condensatori per trasmissione la stessa ditta presenta un nuovo condensatore ad aria compressa, di disegno originale e di buone caratteristiche (fig. 2). L'atmosfera è di aria secca ed azoto alla pressione di 30 atmosfere e le capacità arrivano a 1600 $\mu\mu$F, con tensioni di scarica sino a 40 000 V. Questi condensatori costituiscono capacità adatte per gli stadi finali degli amplificatori di grande potenza a frequenza elevata, poichè presentano minime perdite, grande stabilità elettrica ed ingombro abbastanza ridotto.

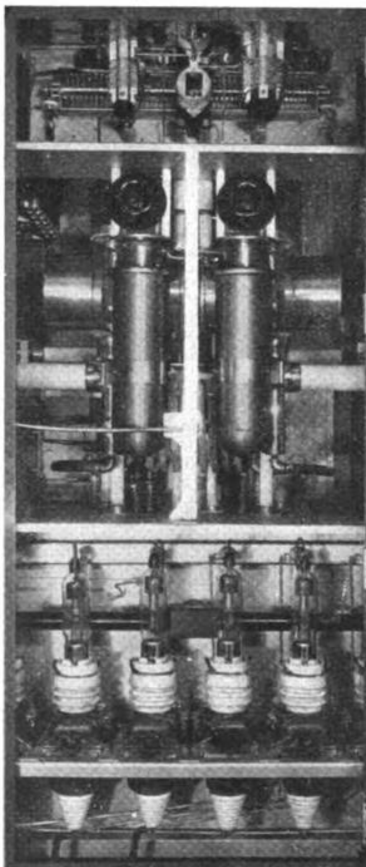


Fig. 3. — Particolare dello stadio di potenza del trasmettitore da 10 kW per il Centro Radio di Addis Abeba.

La Sezione Impianti Radiofonici della Ducati ha iniziato la costruzione di linee per correnti ad alta frequenza aventi basse perdite ed atte a convogliare grandi potenze. In particolare ha esposto uno spezzone di cavo per l'alimentazione dell'antenna di una stazione di 25 kW, costruito interamente in alluminio e contenente azoto a 30 atmosfere.

La stessa Sezione ha perfezionato gli impianti di radiostilo introducendo un nuovo sistema di distribuzione dell'energia captata dall'aereo ai vari utenti di una stessa abitazione. I segnali dall'aereo, attraverso un amplificatore di isolamento, vengono convogliati ai vari utenti per mezzo di cavi schermati a minima perdita. L'amplificatore è pratica-

mente irreversibile e perciò elimina le interferenze, spesso gravi, che si manifestano quando più ricevitori sono collegati ad uno stesso aereo. Oltre alla caratteristica di isolamento l'amplificatore compensa l'attenuazione dei cavi che possono essere anche molto lunghi; esso ha il note-

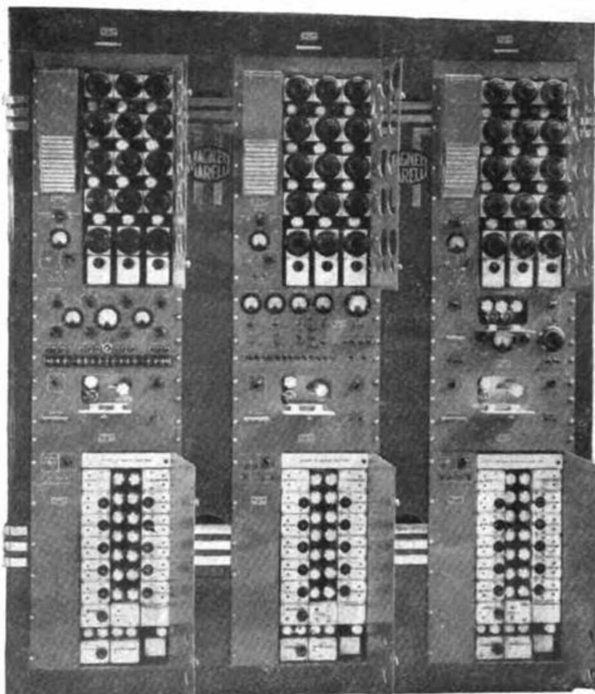


Fig. 4. — Veduta d'insieme dell'intera stazione ricevente antievanescenza a « diversità » per il Centro Radio di Addis Abeba: vista frontale con i pannelli aperti di sintonia e dei filtri di banda.

vole vantaggio economico di essere alimentato soltanto a comando dell'utente.

Altri accessori sono stati esposti dalla Marelli: un terminale telefonico con dispositivo di segreto basato sul sistema dell'inversione di frequenza, atto ad assicurare la segretezza delle comunicazioni telefoniche effettuate a mezzo dei ponti radio; altoparlanti « a pioggia » ad alta fedeltà e altoparlanti « a lunga portata » con diffusore a tromba, aventi elevate caratteristiche direttive e potenza di 100 W.

Nel campo dei tubi elettronici, l'industria nazionale non ha creduto opportuno di seguire la tendenza, assai accentuata all'estero, di creare

molti tipi nuovi, che spesso non costituiscono un reale progresso tecnico ma piuttosto varianti di non grande rilievo dei tipi già in uso.

È da segnalare in questo campo la costruzione della serie Balilla della F.I.V.R.E., la quale ripete le caratteristiche dei tubi tutt'ora in uso, racchiudendoli però in un bulbo di vetro di dimensioni molto

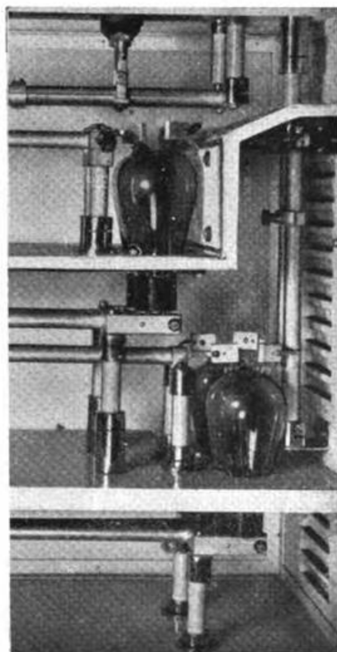


Fig. 5. — Particolare di un trasmettitore speciale per onde ultracorte.



Fig. 6. — Trasmettitore-ricevitore portatile ad onde ultracorte.

ridotte, della grandezza approssimata di quello dei tubi metallici. La riduzione è ottenuta, non già alterando le dimensioni degli elettrodi, ma riducendo sia lo spazio occupato dal supporto di vetro su cui è fissata la struttura elettrodica, sia lo spazio inutilizzato tra esso e il fondo dello zoccolo. Con tali tubi si ottengono notevolissime riduzioni di ingombro e vengono semplificate e rese più economiche le schermature dei tubi stessi, mentre d'altro canto la riduzione della lunghezza delle connessioni apporta sensibili vantaggi elettrici specialmente nel campo, sempre più utilizzato, delle onde corte e cortissime.

Tra gli apparecchi speciali di carattere commerciale o riguardanti applicazioni di tipo diverso, è da ricordare il complesso trasmittente e

ricevente per i servizi radio di fac-simile, presentato dalla Marelli, il quale potrà essere particolarmente apprezzato per servizi pubblici circolari (radiofotogiornale) o per speciali servizi commerciali, militari, tecnici (trasmissione di listini di borsa, di disegni, di fotografie, di carte meteorologiche, e così via).

La stessa ditta ha esposto il trasmettitore da 10 kW ad onde corte (fig. 3) e il grande ricevitore antievanescenza (fig. 4) per il Centro Radio di Addis Abeba: il secondo è destinato a ricevere i programmi radiofonici dalla Madrepatria, che il primo ritrasmette per il servizio dell'Impero. Il trasmettitore, ad alto rendimento, alta fedeltà e grande stabilità, è interamente raffreddato ad aria forzata; il ricevitore comprende 116 tubi elettronici e oltre 150 risuonatori. Tra gli altri tipi di trasmettitori e ricevitori per servizi commerciali e navali offrono particolare interesse i trasmettitori (fig. 5) e gli apparati portatili per onde ultracorte (fig. 6).

G. M. G.

Vol. VIII - N. 8-9 Ago.-Set. 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On donne la description d'une nouvelle méthode de mesure de l'atténuation des câbles concentriques pour les fréquences très hautes, dans le domaine des ondes métriques et décamétriques. Elle est basée sur la mesure du coefficient de résonance de la ligne résonnante. L'atténuation peut être calculée par une simple formule en partant de ce coefficient. La méthode peut être appliquée directement aux tronçons de câble fournis par l'industrie. On donne quelques exemples des résultats qui ont été obtenus.

On décrit un nouveau circuit de piézooscillateur, du type à couplage de réaction par le quartz en résonance de courant, dans lequel la capacité du quartz est compensée par un condensateur convenable de neutralisation. Pour ce schéma il est particulièrement utile d'employer un tube dont la capacité entre l'anode et la grille de commande soit réduite par une grille écran; la méthode donne alors des avantages bien évidents, spécialement dans le domaine des fréquences les plus hautes, c'est à dire au dessus de 10 MHz.

On résume, après une courte introduction, les travaux précédents relatifs à la mesure indirecte des allongements élastiques dans les structures, effectuée au moyen de cordes vibrantes.

Suit la description d'une nouvelle méthode de mesure, directe, dans laquelle l'élément vibrant est un ruban en acier dont l'autooscillation est entretenue par réaction électromagnétique; la fréquence est mesurée à l'aide d'un fréquencemètre à lecture directe. Les valeurs optima de fréquence, de longueur libre de vibration, d'ordre d'harmonique sont analysées théoriquement; suivent les confirmations et les conclusions pratiques.

On décrit les expériences effectuées sur un cas particulier et les résultats d'une mesure.

Vol. VIII - N. 8-9 Ago.-Set. 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

INHALT

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis



VOL. VIII - N. 10 (PUBBLICAZIONE MENSILE) OTTOBRE 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA



SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

VOL. VIII | OTTOBRE 1939-XVII | N. 10

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Vol. VIII Ottobre 1939-XVII N. 10

ALTA FREQUENZA



Rivelatori a diodo.

Il procedimento di rivelazione che fa ricorso a un diodo, usato come raddrizzatore di cresta avente capacità di valore praticamente infinito, è stato da tempo studiato e perfettamente definito anche nel caso della rivelazione di oscillazioni modulate: basta richiamare in proposito gli autorevoli studi del Terman, del Marique e di altri. Non altrettanto si può dire del caso in cui la capacità posta in serie col diodo abbia valore finito e tale che la sua reattanza alla frequenza di modulazione non sia più trascurabile di fronte alla resistenza di carico. Questo caso è stato trattato più volte, specialmente da autori inglesi, ma con risultati non sempre ben concordanti.

L'ingegnere Cocci riprende ora, nell'articolo che pubblichiamo, la teoria da un punto di vista molto generale, illustrandone con larghezza di particolari i diversi aspetti e discutendo varie affermazioni fatte dagli scrittori che lo hanno preceduto. Un rilievo speciale è dato al fatto dell'aumento apparente di selettività del circuito ad alta frequenza collegato col rivelatore, che si verifica appunto quando la capacità di cui si è parlato risulta in difetto. Questo aumento di selettività si manifesta praticamente sotto la forma di una maggiore attenuazione delle bande laterali di modulazione più distanti dalla portante.

La teoria, che è appoggiata da un'esauriente serie di esperienze, apporta alla trattazione dell'argomento un contributo assai significativo.

Rilevatori elettrofonografici.

Procurò molta e giusta fama all'Edison l'invenzione del fonografo: certamente dovè sembrare cosa meravigliosa o quanto meno nuovissima la possibilità di riascoltare a distanza di tempo voci e suoni fedel-

mente riprodotti; il nostro interesse è ora minore, non tanto a causa del fatto non più nuovo, quanto dell'essere ormai abituati ad altre e maggiori novità.

Non si sbaglia tuttavia di molto, quando si pensa che la registrazione dei suoni andrà incontro a un periodo di notevole sviluppo. La data di nascita ancor troppo recente di quest'invenzione non ci consente di apprezzarne appieno l'estensione; ormai scomparse o divenute rare le prime incisioni, noi siamo ancora in condizioni molto diverse da quelle dei nostri discendenti, ai quali sarà concessa la facoltà di riascoltare la parola di persone care, di riudire l'insegnamento di maestri, di rievocare e render presenti, come altrimenti non sarebbe possibile, il pensiero e lo spirito di grandi figure della storia: una specie di vittoria contro il tempo, attraverso una delle più compiute manifestazioni di vita qual'è la voce. Ad essa contribuirà senza dubbio il fatto, che l'incisione dei suoni, rimasta fino ad oggi opera, se non difficile, almeno complessa e costosa, sta venendo alla portata di tutti, in modo analogo alla fotografia, cui si assomiglia come strumento di ricordo.

Vari sono i sistemi escogitati nello sforzo di assicurare una sempre più fedele riproduzione del suono originario ed una sempre migliore adattabilità ai diversi scopi, e difficile è una previsione sull'avvenire riserbato a ciascuno di essi; non è tuttavia da escludere che il sistema più vecchio, quello di incisione meccanica, modificato e variato opportunamente, sia per rivelarsi il più duraturo. Rispetto all'originario fonografo di Edison il perfezionamento essenziale dei mezzi di incisione meccanica dei suoni è quello derivato dall'uso di mezzi elettrici, di guisa che il sistema originariamente meccanico è ora elettromeccanico sia alla ripresa sia alla riproduzione.

L'attuale periodo ha come caratteristica dominante quella del lento e continuo perfezionamento di ogni minimo particolare; anche nel campo di cui ci stiamo occupando, il successo è dipeso e continuerà a dipendere dal miglioramento di ogni più minuta parte. Ci è perciò gradito presentare lo studio dell'ingegnere PINCIROLI, che dei perfezionamenti e del grado di bontà raggiunto dai fonorilevatori elettromagnetici fa, attraverso confronti ed esempi assai interessanti, un quadro preciso e documentato. Lo studio è svolto secondo un criterio caro ad un certo indirizzo sperimentale, che può dirsi dell'esame dall'esterno, attraverso prove e misure che non entrano nell'intimo dello strumento esaminato: metodo che ha senza dubbio i suoi pregi e che si adatta assai bene agli

apparecchi elettrici, pure se talvolta non acqueta il desiderio di conoscere un po' più precisamente come sia fatto, e non soltanto qualitativamente, l'interno dell'apparecchio. Anche in questo caso poi, come in numerosi altri, offre notevole vantaggio l'uso intelligente delle analogie formali fra sistemi meccanici e sistemi elettrici.

Se si vuole ora avanzare qualche ipotesi sulle prospettive future dei fonorilevatori, si deve anzi tutto tener presente che l'elettromagnetico non è il solo tipo di essi: sempre più interessanti divengono, via via perfezionandosi, i fonorilevatori piezoelettrici e quelli elettrodinamici; a questi ultimi è da riconoscere attualmente il primato per quel che riguarda la bontà di riproduzione.

Ulteriori perfezionamenti nei rilevatori elettromagnetici si possono prevedere attraverso il miglioramento dei materiali ferromagnetici. Inoltre (e la osservazione vale anche per i rilevatori elettrodinamici) è con essi più facile ottenere una uniforme caratteristica di frequenza, date le particolarità del metodo d'incisione. È opportuno anzi, a tal proposito, osservare che le caratteristiche dei fonorilevatori sono strettamente legate a quelle del sistema d'incisione. Quand'anche intervenisse la possibilità di un notevolissimo miglioramento nelle proprietà del rilevatore, che fosse tuttavia incompatibile con gli attuali metodi di incisione del suono, è da prevedere che ingenti interessi economici si schiererebbero contro il nuovo perfezionamento.



Pur senza insistere nell'avanzare previsioni, si può asserire che notevoli progressi sono ancora possibili. L'articolo, che presentiamo, mostra i vantaggi che si hanno dall'applicazione di metodi di correzione elettrica della caratteristica di frequenza; s'intuisce che altri passi in avanti si potranno compiere: basti far cenno, per esempio, della possibilità di applicare i principi della controreazione, che sono stati sì fecondi di risultati per altri elementi della catena elettroacustica.

LA REDAZIONE.

FUNZIONAMENTO DI UN RIVELATORE A DIODO CON UN SEGNALE MODULATO IN AMPIEZZA E FASE

GIOVANNI COCCI

Lo studio di un rivelatore (di cresta) a diodo inserito fra un primo circuito a frequenza portante modulata e un secondo circuito a frequenza di modulazione, può basarsi sulla sola conoscenza della componente a frequenza portante della corrente che traversa il diodo. Tale componente ha la stessa modulazione di fase del segnale ad alta frequenza applicato, ed una modulazione di ampiezza espressa da due volte l'ampiezza della componente a frequenza di modulazione della corrente del diodo.

Quando il diodo non è ideale, ma ha una resistenza interna finita, il funzionamento può essere ricondotto a quello di un diodo ideale, aggiungendo una resistenza di valore opportuno in serie con la seconda rete.

Il nuovo metodo di calcolo viene prima applicato al caso di segnale con pura modulazione di ampiezza, giungendo alle note trasformazioni di impedenze; viene illustrata l'influenza, sotto certi aspetti favorevole, della resistenza interna del diodo. Nel caso, invece, di pura modulazione di fase, il diodo, assieme alla rete associata, porta uno smorzamento espresso semplicemente da una resistenza costante (resistenza di rivelazione divisa per due). Nel caso generale di segnale con modulazione mista di ampiezza e fase, ma con le due modulazioni poco profonde, si possono separare le due modulazioni e poi sommare i risultati.

Spesso il circuito di rivelazione è costituito da una resistenza con un condensatore in parallelo; in tale caso il complesso del diodo e del circuito di rivelazione smorza fortemente le componenti ad alta frequenza della modulazione di ampiezza e tende, sotto tale aspetto, a livellare la modulazione di ampiezza e quindi ad aumentare la selettività apparente dei circuiti ad alta frequenza associati, mentre per la modulazione di fase si comporta come una semplice resistenza.

Nel caso semplice in cui il segnale applicato sia la somma di due segnali sinusoidali di ampiezza diversa, si giunge ad una completa conferma dei risultati generali già enunciati. La particolarità principale sta nel fatto che si genera un terzo segnale, con frequenza eguale a quella della banda laterale mancante (cioè due volte quella del segnale forte meno quella del segnale debole), e che ha fase tale da cancellare parzialmente la modulazione di ampiezza lasciando inalterata quella di fase.

Considerando infine l'effetto del condensatore del circuito di rivelazione sulla selettività apparente del complesso, si trova che, quando l'interferenza è del tipo noto sotto il nome di demodulazione, l'effetto risulta nullo; esso è invece grande contro perturbazioni aperiodiche.

Su di un circuito sperimentale attuato all'uopo è stata eseguita una serie di misure che hanno pienamente confermato, anche quantitativamente, i risultati della teoria.

Dalla trattazione esposta sono derivati criteri per il migliore proporzionamento dei rivelatori a diodo e vengono accennate possibili applicazioni di quanto è stato messo in luce.

1. - Introduzione.

Il punto di partenza di questa ricerca è stato di determinare l'influenza del condensatore C_d di rivelazione sulle proprietà selettive del complesso diodo-circuito risuonante rappresentato nella figura 1.

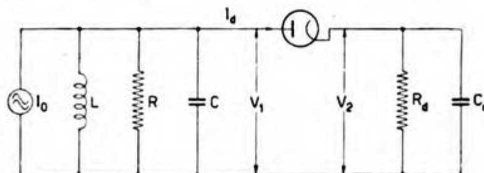


Fig. 1. — Circuito semplice di rivelazione.

È noto che applicando un segnale sinusoidale semplice al circuito risuonante, il diodo con relativo circuito introduce nel caso di capacità sufficientemente grande uno smorzamento, esprimibile per mezzo di una resistenza equivalente, in parallelo al circuito stesso e, per diodo ideale, di valore $R_d/2$. La curva di risonanza del complesso, misurata staticamente, è allora quella di un circuito risuonante semplice, con costanti L, C, $\frac{1}{R} + \frac{2}{R_d}$. Non essendo però il diodo un organo lineare, è noto che il comportamento di fronte a più segnali contemporaneamente presenti non è deducibile direttamente da quello rispetto ad un solo segnale. Quando si applica un segnale modulato interviene la capacità C_d, e, nel caso in cui il segnale abbia frèquenza di portante f_0 coincidente con la frequenza di risonanza del circuito e sia modulato in ampiezza con una frequenza generica f_1, il

comportamento del circuito nei riguardi del segnale è quello di un semplice circuito risuonante di costanti:

$$[1] \qquad \frac{L}{1+\dfrac{C_d}{C}}\,; \quad C+C_d\,; \quad \frac{1}{R}+\frac{2}{R_d}\,.$$

Quindi, in presenza di un segnale modulato in ampiezza la selettività apparente viene migliorata dalla presenza del condensatore C_d. Il Williams (¹) (²) si è chiesto se tale aumento di selettività esisteva anche in regime transitorio e, sia teoricamente, sia sperimentalmente, ha trovato che lo smorzamento delle oscillazioni libere era quello relativo al circuito equivalente di costanti [1] purchè fosse soddisfatta la disuguaglianza:

$$[2] \qquad C_d\,R_d \leqslant 2\,C\,R\,.$$

Aumentando C_d oltre il limite assegnato dalla [2] il rivelatore cessa di funzionare e le oscillazioni libere assumono lo smorzamento relativo al circuito risuonante isolato, mentre il condensatore C_d si scarica sulla resistenza R_d con legge più lenta.

Il Williams fu quindi indotto a ritenere che la protezione selettiva del complesso rispetto ad una perturbazione non periodica dovesse equivalere a quella di un circuito con le costanti [1] purchè fosse soddisfatta la [2], ed emise l'ipotesi che anche nel caso di due segnali sinusoidali modulati (uno desiderato con pulsazione ω_0, ed uno interferente con pulsazione ω_1) succedesse qualcosa di analogo.

Se tale punto di vista fosse giusto, ne deriverebbe che, con un opportuno proporzionamento del condensatore C_d sarebbe possibile compensare lo smorzamento introdotto dal diodo e migliorare in tale modo, notevolmente, le proprietà selettive del complesso. Dato l'interesse teorico ed applicativo di un tale fatto, si è ritenuto opportuno procedere ad una analisi teorica e sperimentale, che purtroppo non ha confermato completamente le ottimistiche ipotesi del Williams, ma ha permesso di riconoscere interessanti e non previste particolarità di funzionamento.

2. - Impostazione analitica dello studio.

Ricorrendo alla teoria della modulazione di funzioni periodiche non sinusoidali, che verrà presentata prossimamente dall'autore, si può impostare la trattazione nel seguente modo.

(¹) F. C. WILLIAMS: Oscillazioni libere di un circuito risuonante caricato con un rivelatore a diodo - W. E., 1937, XIV, p. 403.

(²) F. C. WILLIAMS: Risposta alla modulazione e curve di selettività di un circuito risuonante caricato con un rivelatore a diodo - W. E., 1938, XV, p. 189.

Si inserisca un diodo, nel modo indicato in figura 2, tra due reti lineari A e B così definite:

1) rete A: contiene un generatore di segnali modulati con pulsazione portante ω_0 e tra i morsetti a e b presenta una impedenza che assume valori apprezzabili solo per pulsazioni prossime ad ω_0;

2) rete B: è passiva e tra i morsetti di entrata presenta una impedenza che è finita per $f = 0$ e che per frequenze elevate diventa capacitiva e tende a 0, in modo da essere praticamente nulla in corrispondenza di ω_0 e dei suoi multipli.

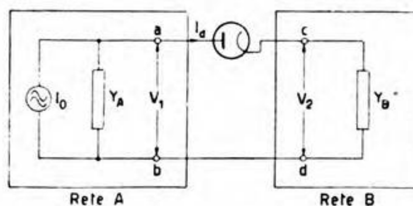


Fig. 2. — Circuito generale di rivelazione.

In tale ipotesi, tra i morsetti c e d, nel caso di diodo ideale, appare una tensione eguale all'inviluppo della tensione ad alta frequenza modulata che il generatore riesce a mantenere tra i morsetti a e b. Le condizioni imposte alle impedenze terminali delle due reti assicurano che i due segnali restano separati e cioè, che nella rete A si hanno soltanto tensioni ad alta frequenza e nella rete B soltanto tensioni a frequenza di modulazione. Per determinare allora il funzionamento del complesso, basta calcolare la reazione di una rete sull'altra, cioè determinare le componenti a frequenza di modulazione e a frequenza intorno a $\omega_0/2\pi$ della corrente che attraversa il diodo.

Funzionando il rivelatore come rivelatore di cresta, le relazioni relative alle tensioni si possono scrivere:

$$[3] \qquad V_1 = A_1(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)] \quad ; \quad V_2 = A_1(t) .$$

La tensione V_2 applicata alla rete B, la cui impedenza funzionale è $Y_B(p)$, dà origine ad una corrente:

$$[4] \qquad I_{d0} = \frac{A_2(t)}{2} = Y_B(p)\, V_2(t) \quad , \quad p = \frac{d}{dt}$$ (3),

(3) Questa è la relazione funzionale generale relativa alla rete B. Y_B può essere ricavato come funzione di $j\omega$, studiando nel modo noto e col metodo dei numeri complessi la rete B; basterà allora ad $j\omega$ sostituire p e si avrà la relazione formale [4]. Se $V_2(t)$ è scomponibile in una somma di sinusoidi, cioè se (intendendo che il simbolo Pr (...) significhi « parte reale di... »):

$$V_2(t) = \Pr(D_0 + \Sigma D_m e^{j\omega_m t}),$$

con D_m complesso, allora la soluzione a regime si ottiene col metodo dei numeri complessi ed è:

$$I_{d0} = \Pr[Y_B(0)\, D_0 + \Sigma\, Y_B(j\omega_m)\, D_m e^{j\omega_m t}] .$$

Se si vuole conoscere il funzionamento in regime transitorio bisogna ricor-

la quale è evidentemente la componente a frequenza di modulazione della corrente che attraversa il diodo. Dalla teoria già citata si deduce inoltre che la componente di detta corrente avente pulsazione prossima a ω_0 è data da:

$$I_{d1} = A_2(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)] , \qquad [5]$$

cioè è una corrente modulata con inviluppo di modulazione di ampiezza espresso da due volte la componente a frequenza di modulazione e con modulazione di fase eguale a quella di V_1. Un tale risultato potrebbe essere dedotto anche direttamente, quando si pensi che la corrente nel diodo è costituita da guizzi in corrispondenza dei massimi positivi di V_1 (e quindi con frequenza istantanea eguale a quella di V_1) e di ampiezza sufficiente a mantenere tra i morsetti c e d la tensione V_2. Per ottenere il numero di equazioni necessarie alla soluzione del problema basta scrivere la relazione relativa alla rete A:

$$I_0 = Y_A V_1 + I_{d1} \qquad [6]$$

in cui i simboli sono quelli segnati in figura 2. Infine bisogna aggiungere la diseguaglianza:

$$A_2(t) \geqslant 0 \qquad [7]$$

che deve essere soddisfatta affinchè i singoli impulsi di corrente attraversanti il diodo non cambino segno; se in un dato istante la corrente A_2 raggiunge lo zero, il diodo cessa di funzionare e le due reti funzionano allora isolatamente, sino a che l'inviluppo della tensione V_1 e la tensione V_2 tornano ad essere eguali ed il diodo ricomincia a funzionare con A_2 positivo.

Dobbiamo ora occuparci dell'effetto dello scostamento dei vari elementi dalle proprietà ideali enunciate. La principale perturbazione è portata dalla resistenza interna del diodo. Nell'appendice tale scostamento viene analizzato e si deduce che, se l'angolo di circolazione θ è piccolo e le sue variazioni sono pure piccole (cioè la resistenza interna del diodo è molto piccola rispetto a quella in corrente continua della rete B), allora per le componenti a frequenza di modulazione tutto procede come se in serie con la rete B si trovasse una resistenza r (fig. 3). La seconda equazione delle [3] diventa allora:

$$V_2 = A_1(t) - r\, I_{d0} , \qquad [8]$$

mentre le altre equazioni restano inalterate.

---

rere ai metodi generali per lo studio della risposta dei circuiti elettrici lineari in regime transitorio (integrale di Fourier, metodo operazionale e via di seguito), ma la [4] resta sempre formalmente valida. Nel corso del presente studio si adopera esplicitamente soltanto la soluzione a regime, ma le relazioni scritte sono generalmente valide anche per il regime transitorio.

Il valore di r/R_d, dove R_d è la resistenza della rete B per corrente continua, è riportato nella figura 4 in funzione del rapporto R_a/R_d, dove R_a è la resistenza interna del diodo supposta costante.

Il circuito equivalente di figura 3 è approssimato, ma è sufficiente per permettere di tenere conto, in prima approssimazione, dell'effetto della resistenza interna del diodo. Il valore di R_a è poi funzione del valore della corrente nel diodo; praticamente si può assumere il valore corrispondente al valore massimo della corrente che traversa il diodo o meglio un valore leggermente superiore corrispondente ad una media ponderata dei diversi valori differenziali di R_a in corrispondenza dei diversi valori della corrente istantanea nel diodo.

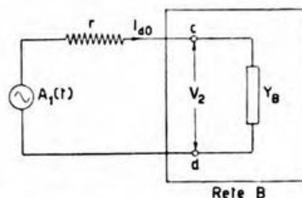


Fig. 3. — Diodo con resistenza interna. È come se l'inviluppo A_1 fosse applicato alla rete B attraverso alla resistenza r.

Resta da considerare lo scostamento delle due impedenze terminali

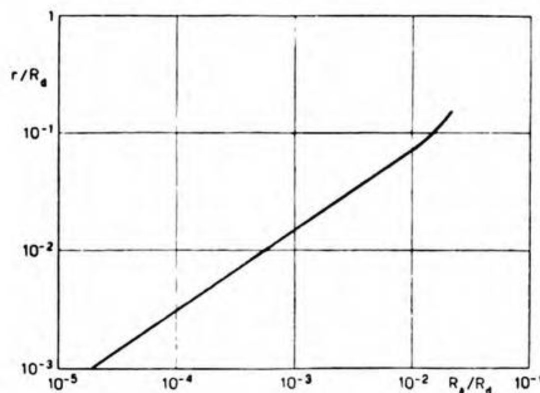


Fig. 4. — Valori di r/R_d in funzione di R_a/R_d, essendo R_d la resistenza di rivelazione, R_a la resistenza interna del diodo, r la resistenza equivalente per l'inviluppo.

dalle condizioni ideali enunciate. Il Wheeler (4) ha mostrato che, riferendosi allo schema di figura 1, per un segnale applicato non modulato, tutto procede come se la resistenza r venisse aumentata della quantità:

---

(4) H. A. WHEELER: Formule per il progetto di rivelatori a diodo - Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 745.

[9] $$r_1 = \frac{\pi}{\omega_0}\left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_d}\right).$$

Per segnali modulati le cose si complicano notevolmente ed una trattazione esauriente non è stata ancora fatta. Verrà qui trascurato l'effetto perturbatore accennato limitandocisi a verificare con la [9] che la resistenza r_1 sia piccola rispetto ad R_d.

3. - Segnale con pura modulazione di ampiezza.

Quando V_1 ha pura modulazione di ampiezza, cioè φ_1 è costante, la [5] diventa:

[10] $$I_{d1} = [2Y_B(p)\ V_2(t)]\cos(\omega_0 t + \varphi_1) = [2\,Y_D(p)\ A_1(t)]\cos(\omega_0 t + \varphi_1)$$

$$Y_D = \frac{1}{r + \dfrac{1}{Y_B}},$$

e la corrente I_{d1} si può supporre assorbita da una rete a radiofrequenza cui venga applicata la tensione V_1; si determina in tal modo una trasformazione di impedenza per cui la rete B, con gli elementi opportunamente trasformati, viene trasportata alla sinistra del diodo e posta a far parte della rete A; tutto il circuito può quindi essere studiato come una normale rete lineare. La trasformazione generalmente usata ([5]) ([6]) è la seguente:

[11] $$Z'(p) = \frac{1}{2}\,Z\left(\frac{p^2 + \omega_0^2}{2\,p}\right);$$

essa non è rigorosa, ma l'approssimazione è buona nei casi normali in cui le frequenze di modulazione sono molto piccole rispetto alla frequenza portante. L'effetto della trasformazione sugli elementi fondamentali in cui può essere scomposta la rete B è rappresentato in figura 5; la configurazione resta invariata, cioè se la rete B viene rappresentata con un certo numero di resistenze, induttanze e capacità connesse in un determinato modo, la rete trasformata si otterrà connettendo nello stesso modo gli equivalenti di detti elementi come sono illustrati nella figura 5.

Se la rete A ha un'ammettenza specularmente simmetrica rispetto ad ω_0, cioè se si verifica:

[12] $$Y_A[-j(\omega_0 - \omega)] = Y_A[j(\omega_0 + \omega)],$$

([5]) Loc. cit. nota ([4]).

([6]) G. Cocci: Studio di inviluppi con metodi operazionali - R. C. XXXIX Riunione A. E. I., 1934, p. 415.

allora essa può essere scomposta in elementi del tipo di figura 5, e si può effettuare la trasformazione inversa, convertendola nel modo illustrato e portandola alla destra del diodo. In questo caso tutta la rete può essere studiata a frequenza di modulazione. La trasformazione può poi essere anche eseguita direttamente per mezzo della [11], cercando una configurazione opportuna che dia origine alla stessa V_1; un esempio di tale trasformazione è rappresentato in figura 6 nella quale è evidente l'effetto della trasformazione su di un filtro di banda accordato sulla pulsazione ω_0.

RETE B	RETE A
Elemento a frequenza di modulazione	Elemento a frequenza di portante
R	R/2
C	L=1/(ω₀²C) C
L	L/4 C=4/(ω₀²L)

Fig. 5. — Trasformazione di elementi della rete *B* in elementi della rete *A* quando il segnale da rivelare ha pura modulazione di ampiezza e pulsazione di portante ω_0.

È qui opportuno insistere un momento sul significato della [12]; si potrebbe dire che questa equazione esprime la condizione di linearità della rete *A* nei riguardi della modulazione. Se essa è soddisfatta ([7]) il carattere della modulazione di I_0 viene conservato, cioè se I_0 aveva una pura modulazione di ampiezza, così sarà per V_1 e viceversa, ed egualmente si conserva una pura modulazione di fase; inoltre una modulazione sinusoidale pura conserva tale carattere e vale il principio di sovrapposizione (limitato naturalmente alla rete *A*) per la modulazione.

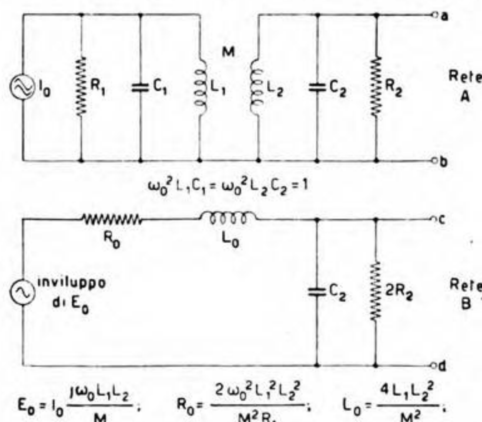


Fig. 6. — Trasformazione di figura 5 applicata analiticamente ad un filtro di banda.

Dal punto di vista fisico, l'effetto della capacità C_d dello schema semplice di figura 1, consiste nell'aumentare la profondità di modulazione della componente I_{d1} della corrente assorbita dal diodo; da questo viene allora as-

([7]) Loc. cit. nota ([6]).

sorbita maggiore energia in corrispondenza delle bande laterali di modulazione e quindi risulta diminuita in definitiva la profondità di modulazione di V_1, tanto più, quanto maggiori sono la capacità di C_d e la frequenza di modulazione. Si ha così il noto taglio delle alte frequenze di modulazione dovuto a C_d.

Consideriamo ora ciò che avviene quando la [7] non è più soddisfatta e quando cioè si ha il cosidetto « distacco del diodo ». Nel caso semplice del circuito di figura 1 e di modulazione sinusoidale, ponendo:

[13] $$V_1 = (1 + m_1 \cos \omega_n t) \cos \omega_0 t ,$$

risulta:

[14] $$I_{d1} = \frac{1}{R_d} [1 + m_2 \cos (\omega_n t + \varphi_2)] \cos \omega_0 t$$
$$m_2 = m_1 \sqrt{1 + \omega_1^2 R_d^2 C_d^2} .$$

Se m_2 supera l'unità il diodo cessa di funzionare e quindi si deduce la nota disuguaglianza:

[15] $$m_{1\max} < \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_1^2 C_d^2 R_d^2}}$$

la quale fissa la massima percentuale di modulazione di V_1 che consente di mantenere il diodo costantemente in funzione.

Nel caso della rete semplice di figura 1 il circuito risuonante taglia per suo conto le bande laterali; se tale taglio è maggiore del successivo riapprofondimento di modulazione, la condizione [7] è sempre soddisfatta e si può vedere che così è quando si verifica la:

$$C_d R_d \leqslant 2 C R ,$$

già determinata dal Williams per il caso di oscillazioni libere. Nel caso di reti più complesse, bisogna determinare per ciascuna frequenza la diminuzione della profondità di modulazione a_1 dovuta alla rete A e l'approfondimento a_2 dovuto alla rete B; allora, indicando con m_0 la profondità di modulazione del segnale applicato I_0, si ha:

[16] $$m_0 a_1 a_2 \leqslant 1 ,$$

e finchè il prodotto $a_1 a_2$ è minore di 1 non c'è pericolo di distacco del diodo; in caso diverso, la massima percentuale di modulazione ammissibile in entrata risulta:

[17] $$m_{0\max} \leqslant \frac{1}{a_1 a_2} .$$

L'effetto della resistenza r dovuta al diodo, di cui non è stato tenuto conto nelle [14] e [15], è di migliorare le condizioni in questo rispetto; come caso estremo la rete B potrà essere un corto circuito e allora il massimo di Y_D sarà $1/r$ ed il massimo approfondimento di modulazione:

[18] $$a_{2max} = 1 + \frac{R_d}{r},$$

e quindi, purchè la percentuale di modulazione di V_1 sia minore di $1/a_{2max}$ non si avrà distacco del diodo qualunque sia la rete B.

La resistenza r riduce poi anche la diminuzione di profondità di modulazione portata dal circuito del diodo su V_1, limitando l'energia assorbita in corrispondenza delle bande di modulazione; l'intensità del segnale a frequenza di modulazione che appare ai morsetti c e d è invece ulteriormente ridotta attraverso alla cellula filtro costituita da r e C_d.

4. - Segnale con pura modulazione di fase.

Se V_1 ha una pura modulazione di fase, cioè A_1 è costante, si ha:

[19] $$I_{d1} = [2\, Y_D(0)\, A_1] \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)],$$

dove $Y_D(0)$ è la conduttanza a frequenza 0 della rete B, con in serie la resistenza r; la corrente I_{d1} verrebbe assorbita da una resistenza $\frac{1}{2\, Y_D(0)}$ a cui fosse applicata V_1. In questo caso il diodo non influenza la modulazione di fase altro che con lo smorzamento determinabile staticamente, ed anche, se è soddisfatta la [12], in tutta la rete A sussiste una pura modulazione di fase. Infine, essendo costante la corrente assorbita dal diodo, non vi è alcuna possibilità di distacco.

5. - Segnale con modulazione mista di ampiezza e fase.

Nel caso generale le formule [3] ÷ [8] non si prestano ad una interpretazione semplice e la trattazione risulta molto complessa; se però la profondità di modulazione di V_1 è abbastanza piccola, si possono ancora scrivere relazioni semplificate che permettono di prevedere in modo abbastanza semplice ed intuitivo il funzionamento del complesso.

Poniamo V_1 sotto la forma [8]:

[20] $$V_1 = \Pr\{P_1\, e^{j\omega_0 t}[1 + f_1(t) + j\, f_1'(t)]\};$$

confrontando con la forma utilizzata nella [3]:

[21] $$V_1 = \Pr[A_1(t)\, e^{j\omega_0 t}\, e^{j\varphi_1(t)}],$$

si vede che se $f_1(t)$ e $f_1'(t)$ sono piccole rispetto all'unità si può scrivere:

[22] $A_1(t) = |P_1|[1 + f_1(t)]$; $\text{sen}[\varphi_1(t) - \varphi_1'] = f_1'(t)$; $P_1 = |P_1|\, e^{j\varphi_1'}$ [9];

[8] Il simbolo Pr (...) significa « parte reale di... ».

[9] La modulazione di fase è legata soltanto a $f_1'(t)$, quella di ampiezza invece soltanto a $f_1(t)$. Nel resto della trattazione per semplicità ci si riferisce a f_1 ed a f_1' prendendole come misura rispettivamente della modulazione di ampiezza e di fase.

cosicchè la corrente nel diodo risulta:

$$[23] \qquad I_{d1} = \mathrm{Pr}\left\{ 2\, Y_D(0)\, P_1\, e^{j\omega_0 t}\left[1 + \frac{Y_D(p)}{Y_D(0)} f_1(t) + j f_1'(t)\right]\right\},$$

ed esprimendo in forma analoga anche I_0:

$$[24] \qquad I_0 = \mathrm{Pr}\left\{ P_0\, e^{j\omega_0 t}\left[1 + f_0(t) + j f_0'(t)\right] \right\}.$$

Infine l'equazione base del circuito [6] diventa:

$$[25] \qquad P_0\left[1 + f_0(t) + j f_0'(t)\right] = 2\, Y_D(0)\, P_1\left[1 + \frac{Y_D(p)}{Y_D(0)} f_1(t) + j f_1'(t)\right] + \\ + Y_A(p + j\omega_0)\left[1 + f_1(t) + j f_1'(t)\right] P_1 \quad (^{10}).$$

Se è soddisfatta la [12] sussiste separazione tra le due modulazioni di fase e di ampiezza nella rete A e si può scrivere:

$$[26] \qquad \begin{aligned} P_0 &= P_1\left[Y_A(j\omega_0) + 2\, Y_D(0)\right] \\ P_0 f_0(t) &= P_1\left[Y_A(p + j\omega_0) + 2\, Y_D(p)\right] f_1(t) \\ P_0 f_0'(t) &= P_1\left[Y_A(p + j\omega_0) + 2\, Y_D(0)\right] f_1'(t)\,, \end{aligned}$$

da cui risulta che per la portante e per la modulazione di fase tutto procede come se il diodo introducesse uno smorzamento equivalente ad una resistenza $\frac{1}{2 Y_D(0)}$ inserita tra i morsetti a e b, mentre per la modulazione di ampiezza si è riscritta la [10] con tutte le conseguenze relative.

In generale si giunge alla conclusione che, quando attraverso ad una rete A simmetrica rispetto ad ω_0, cioè soddisfacente la [12], si applica ad un diodo un segnale con modulazione mista di fase e di ampiezza, ma con profondità di modulazione non troppo grande, si possono considerare separatamente le due modulazioni nel seguente modo:

1) la portante e la modulazione di fase sono quelle che si avrebbero se ai morsetti a e b, al posto del diodo e della rete B si connettesse una resistenza pura di valore $\frac{1}{2 Y_D(0)}$;

2) la modulazione di ampiezza è quella che si avrebbe se ai morsetti a e b al posto del diodo con la rete B si connettesse quest'ultima trasformata come è illustrato in figura 5, con in serie la resistenza r;

3) determinata nel modo su esposto la tensione V_1, per mezzo delle [4] e [8] si determinano le altre grandezze che interessano.

---

(10) Per scrivere questa equazione ci si è valsi della proprietà:

$$Y(p)\left[f(t)\, e^{j\omega_0 t}\right] = \left[Y(p + j\omega_0)\, f(t)\right] e^{j\omega_0 t},$$

e poi si è eliminato il fattore $e^{j\omega_0 t}$ comune a tutti i termini.

Per quanto riguarda infine le possibilità di distacco del diodo, si ripetono qui per la modulazione di ampiezza le considerazioni già sviluppate nel capitolo relativo, con l'avvertenza che le diseguaglianze ivi esposte valgono ancora quando per determinare la profondità di modulazione di V_1 ed I_0 si consideri soltanto la modulazione di ampiezza.

6. - Funzionamento con due segnali sinusoidali di ampiezza e frequenza diverse.

Per illustrare meglio le considerazioni e formule esposte e considerare un caso concreto suscettibile di verifica sperimentale dei risultati, si studia minutamente il caso semplice di battimento per cui sia:

[27] $$I_0 = \Pr\left[\, P_0\, e^{j\omega_0 t}\, (1 + b_0\, e^{j\omega_n t})\right]$$

con b_0 piccolo. Il battimento dà il cerchio come figura di modulazione e quindi le modulazioni di fase ed ampiezza sono eguali ([11]). Alterando i rapporti delle due modulazioni, il cerchio si deforma in ellisse (fig. 7), ed allora compare in V_1 ed I_{d1} anche l'altra banda laterale, come è possibile verificare sperimentalmente. Si può allora scrivere:

[28] $$V_1 = \Pr\left\{\, P_1\, e^{j\omega_0 t}\left[1 + b_1\, e^{j\omega_n t} + b_1\, (A + jB)\, e^{-j\omega_n t}\right]\right\}.$$

Nei calcoli che seguono, per comodità, P_1 e b_1 sono supposti reali, ciò che si ottiene sempre con una opportuna scelta dell'origine dei tempi; gli altri parametri sono invece in generale complessi.

Procedendo in modo analogo alle [22] e seguenti risulta:

[29] $$\begin{aligned} A_1(t) &= P_1\left[1 + \frac{b_1}{2}\,(1 + A - jB)\, e^{j\omega_n t} + \frac{b_1}{2}\,(1 + A + jB)\, e^{-j\omega_n t}\right] \\ e^{j\varphi_1(t)} &= 1 + \frac{b_1}{2}\,(1 - A + jB)\, e^{j\omega_n t} + (A + jB - 1)\, e^{-j\omega_n t}, \end{aligned}$$

mediante la [4] e la [8]:

[30] $$\begin{aligned} A_2(t) = 2\, I_{d0} = P_1\,[2 Y_D(0) &+ b_1\, Y_D(j\omega_n)\,(1 + A - jB)\, e^{j\omega_n t} + \\ &+ b_1\, Y_D(-j\omega_n)\,(1 + A + jB)\, e^{-j\omega_n t}], \end{aligned}$$

dalla [5]:

[31] $$\begin{aligned} A_2(t)\, e^{j\varphi_1(t)} &= P_1\,\{2\, Y_D(0) + b_1\,[Y_D(j\omega_n)\,(1 + A - jB) + \\ &+ Y_D(0)\,(1 - A + jB)]\, e^{j\omega_n t} + b_1\,[Y_D(-j\omega_n)\,(1 + A + jB) + \\ &+ Y_D(0)\,(A + jB - 1)]\, e^{-j\omega_n t}\}, \end{aligned}$$

([11]) Per la rappresentazione della modulazione si ricorre al noto artificio di rappresentare le singole componenti sinusoidali con vettori ruotanti e di fare ruotare il piano di rappresentazione con velocità angolare ω_0. Allora, se si compongono i singoli vettori, si ottiene un vettore risultante la cui lunghezza esprime la modulazione di ampiezza, il cui angolo la modulazione di fase, e il cui estremo descrive la figura di modulazione.

ed infine dalla [6]:

[32] $$P_0 (1 + b_0 e^{j\omega_n t}) = A_2(t)\, e^{j\varphi_1(t)} + P_1 \{ Y_A (j\omega_0) + b_1 Y_A [j(\omega_0 + \omega_n)]\, e^{j\omega_n t} + b_1 (A + jB)\, Y_A [j(\omega_0 - \omega_n)]\, e^{-j\omega_n t} \}.$$

Uguagliando ora separatamente le tre componenti di pulsazione ω_0, $\omega_0 + \omega_n$ ed $\omega_0 - \omega_n$, si ottengono le seguenti relazioni:

[33] $$P_1 = \frac{P_0}{Y_A (j\omega_0) + 2\, Y_D (0)}$$

$$A + jB = \frac{Y_D (0) - Y_D (-j\omega_n)}{Y_D (0) + Y_D (-j\omega_n) + Y_A [j (\omega_0 - \omega_n)]}$$

$$\frac{P_1\, b_1}{P_0\, b_0} = \frac{1}{Y_A [j (\omega_0 + \omega_n)] + Y_D (j\omega_n) + Y_D (0) + (A - jB)\, [Y_D (j\omega_n) - Y_D (0)]},$$

che risolvono completamente il problema.

L'ultima delle [33] può essere trasformata in:

[34] $$\frac{P_1\, b_1}{P_0\, b_0} = \frac{1}{Y_A [j (\omega_0 + \omega_n)] + Y_D'}$$

$$Y_D' = 2\, Y_D(0) + \{ 2\, Y_D (0) + Y_A [-j (\omega_0 - \omega_n)] \}\, (-A + jB),$$

e se poi la rete A è simmetrica rispetto ad ω_0, cioè se è verificata la [12]:

[35] $$Y_A [j (\omega_0 + \omega_n)] + Y_D' = \{ Y_A [j (\omega_0 + \omega_n)] + 2\, Y_D (0) \}\, (1 - A + jB).$$

Infine l'uscita a frequenza di modulazione è data dalla:

[36] $$V_2 (t) = \Pr \left\{ P_1 \left[\frac{1}{1 + r\, Y_B (0)} + \frac{b_1 (1 + A - jB)}{1 + r\, Y_B (j\omega_n)}\, e^{j\omega_n t} \right] \right\}.$$

Per confrontare i risultati col procedimento generale si pongano I_0 e V_1 sotto la forma:

[37] $$I_0 = \Pr \{ P_0\, e^{j\omega_0 t} [1 + \Pr (b_0\, e^{j\omega_n t}) + j \Pr (-jb_0\, e^{j\omega_n t})] \}$$

$$V_1 = \Pr (P_1 e^{j\omega_0 t} \{ 1 + \Pr [b_1 e^{j\omega_n t} (1 + A - jB)] + j \Pr [-jb_1 e^{j\omega_n t} (1 - A + jB)] \}),$$

e allora scrivendo le [26] si deducono le seguenti espressioni:

$$P_0 = P_1 [Y_A (j\omega_0) + 2\, Y_D (0)]$$

[38] $$P_0\, b_0 = P_1\, b_1 (1 - A + jB) \{ Y_A [j(\omega_0 + \omega_n)] + 2\, Y_D (0) \}$$

$$P_0\, b_0 = P_1\, b_1 (1 + A - jB) \{ Y_A [j (\omega_0 + \omega_n)] + 2\, Y_D (j\omega_n) \}$$

le quali, com'è facile vedere, sono equivalenti alle [33] e [35] quando sia soddisfatta la [12].

Resta da considerare, brevemente, la demodulazione. Se i due segnali sono ambedue modulati e rappresentano il segnale desiderato e quello interferente, l'interferenza si manifesta in due modi e precisamente:

a) generazione di un battimento tra le due portanti espresso dalla [36];

b) ricezione diretta della modulazione del segnale con pulsazione $\omega_0 + \omega_n$.

Questo è possibile se l'intensità della componente continua di V_1 è influenzata dall'ampiezza b_0 del segnale interferente; tale effetto, noto sotto il nome di demodulazione, è proporzionale al quadrato di b_0 e quindi non compare nelle espressioni scritte.

I termini che interessano si ricostruiscono deducendo dalla [28] l'espressione esatta dell'inviluppo (per P_1 e b_1 reali):

[39] $$A_1(t) =$$
$$= P_1\sqrt{[1 + b_1(1 + A)\cos\omega_n t + b_1 B \operatorname{sen}\omega_n t]^2 + [b_1(1 - A)\operatorname{sen}\omega_n t - b_1 B\cos\omega_n t]^2}.$$

Sviluppando in serie si ha, per il termine costante:

[40] $$A_1(t) = P_1\left(\left\{1 + \frac{b_1^2}{4}\left[(1 - A)^2 + B^2\right] + \ldots\right\} + \ldots\right)$$

e l'interferenza ora studiata è quindi proporzionale a:

[41] $$|P_1| \cdot \left|\frac{b_1(1 - A + jB)}{2}\right|^2$$

(per P_1 e b_1 qualunque). Nel caso di rete simmetrica, ricordando la [34] e la [35]:

[42] $$|P_1| \cdot \left|\frac{b_1(1 - A + jB)}{2}\right|^2 =$$
$$= \left|\frac{P_0^2}{P_1}\right| \cdot \left|\frac{b_0}{2}\right|^2 \cdot \frac{1}{|Y_A[j(\omega_0 + \omega_n)] + 2\,Y_D(0)|^2},$$

cioè, questa forma d'interferenza, essendo legata alla modulazione di fase, non è influenzata dal valore di $Y_D(j\omega_n)$ ma soltanto da $Y_D(0)$ e quindi non risente del valore di C_d.

Con quest'ultimo risultato si è ottenuta la risposta al quesito posto e purtroppo la risposta è negativa, cioè il condensatore C_d non migliora la selettività apparente del circuito di rivelazione quando l'interferenza è del tipo studiato sotto il nome di demodulazione. Nello stesso tempo però è stato risolto il problema di determinare il funzionamento del rivelatore quando il segnale applicato non sia troppo profondamente modulato, ed i risultati sono abbastanza interessanti.

Per illustrare meglio il caso di battimento si consideri il circuito semplice di figura 1:

$$Y_D(0) = \frac{1}{r + R_d} \quad ; \quad Y_D(-j\omega_n) = \frac{1}{r + \dfrac{1}{1/R_d - j\omega_n C_d}} \quad ;$$

$$Y_A[j(\omega_0 + \omega_n)] = \frac{1}{R} + 2\,j\omega_n C\,;$$

[43]
$$Y_D(j\omega_n) = \frac{1}{r + \dfrac{1}{j\omega_n C_d + 1/R_d}} \quad ; \quad Y_A(j\omega_0) = \frac{1}{R}\,;$$

$$Y_A[j(\omega_0 - \omega_n)] = \frac{1}{R} - 2\,j\omega_n C\,.$$

Le equazioni risolutive sono quindi:

[44]
$$P_1 = \frac{P_0}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{2}{r + R_d}} \quad ;$$

$$A + jB = \frac{j\omega_n C_d \dfrac{R_d^2}{(r+R_d)^2}}{\left(\dfrac{1}{R} + \dfrac{2}{r+R_d} - 2\,j\omega_n C\right)\left(1 - j\omega_n C_d \dfrac{r R_d}{r+R_d}\right) - j\omega_n C_d \dfrac{R_d^2}{(r+R_d)^2}}\,;$$

$$b_1 = \frac{b_1'}{1 - A + jB} \quad ; \quad b_1' = b_0 \frac{\dfrac{1}{R} + \dfrac{2}{r+R_d}}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{2}{r+R_d} + 2\,j\omega_n C}\,;$$

$$V_2 = \Pr\left\{ P_0 \frac{R_d}{r+R_d}\left[\frac{1}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{2}{r+R_d}} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{b_0\, e^{j\omega_n t}}{\left(\dfrac{1}{R} + \dfrac{2}{r+R_d} + 2\,j\omega_n C\right)\left(1 + j\omega_n C_d \dfrac{r R_d}{r+R_d}\right) + 2\,j\omega_n C_d \dfrac{R_d^2}{(r+R_d)^2}}\right]\right\}.$$

È allora facile vedere l'effetto del rivelatore; partendo dalla figura di modulazione di I_0, che, come è noto, è un cerchio (fig. 7), si vede che il rivelatore introduce un altro vettore ruotante che trasforma il cerchio in ellisse schiacciata, in cui però la proiezione orizzontale è costante al variare di C_d, perchè la modulazione di fase, che è appunto il valore di tale proiezione, non varia; aumentando C_d e per $r = 0$ l'ellisse si schiaccia sempre più fino a che per $C_d = \infty$ le due componenti assumono eguale valore e costituiscono una perfetta modulazione di fase.

Quando si considera anche r, l'effetto non è mai completo e resta sempre una certa modulazione di ampiezza, come già si è visto trattando la pura modulazione di ampiezza.

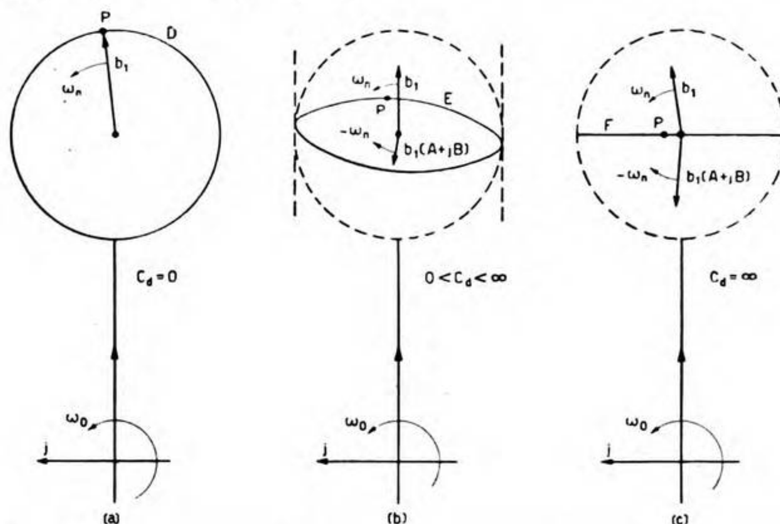


Fig. 7. — Deformazione della figura di modulazione dovuta al condensatore C_d per il caso di semplice battimento. Per $C_d = 0$ si ha un cerchio; per C_d finito compare la terza componente e si ha una ellisse; infine per $C_d = \infty$ la nuova componente eguaglia l'altra ed ha fase tale da dare come risultante il diametro del cerchio originario.

Infine, considerando le condizioni perchè non si abbia distacco del diodo, cioè $A_2(t) \geqslant 0$, si ottiene:

[45]
$$|b_1'| \cdot \left| \frac{(1 + j\omega_n C_d R_d)\left(\frac{1}{R} + \frac{2}{r + R_d} + 2\, j\omega_n C\right)}{\left(1 + j\omega_n C_d \frac{r R_d}{r + R_d}\right)\left(\frac{1}{R} + \frac{2}{r + R_d} + 2 j\omega_n C\right) + 2 j\omega_n C_d \frac{R_d^2}{(r + R_d)^2}} \right| \leqslant 1 ;$$

una condizione più restrittiva è la:

[46]
$$|b_1'| \cdot \left(1 + \frac{R_d}{r}\right) \leqslant 1 ,$$

e se questa è verificata non si ha mai distacco.

7. - Conferma sperimentale.

Non essendo sino ad oggi state pubblicate ricerche teoriche o sperimentali sulla rivelazione di un segnale con modulazione mista di ampiezza

e fase, ed in considerazione delle ipotesi semplificative che è stato necessario introdurre per portare a termine la trattazione matematica, si è ritenuto utile procedere ad una verifica sperimentale per determinare

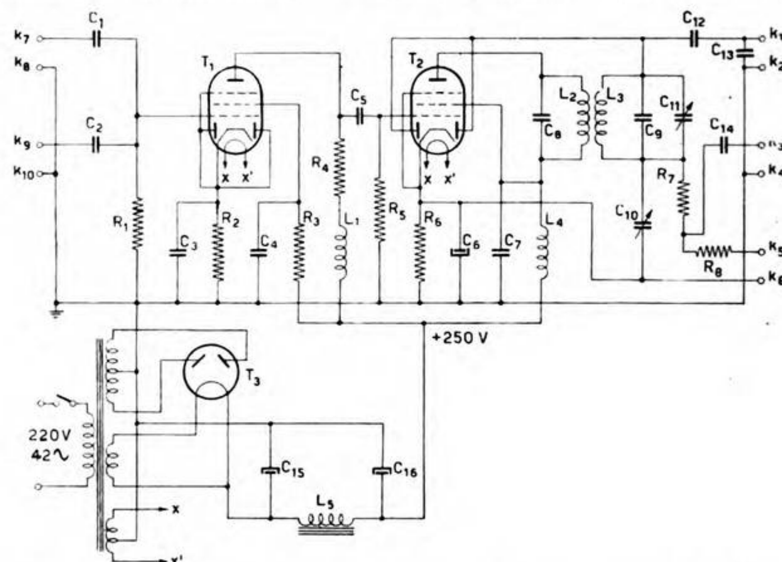


Fig. 8. — Circuito sperimentale per misure sul funzionamento di un diodo

R_1 = 10 000 Ω	C_4 = 0,1 μF	C_{14} = 0,1 μF
R_2 = 160 Ω	C_5 = 1000 μμF	C_{15} = 32 μF
R_3 = 10 000 Ω	C_6 = 25 μF	C_{16} = 32 μF
R_4 = 2500 Ω	C_7 = 0,1 μF	L_1 = 100 μH
R_5 = 10 000 Ω	C_8 = 500 μμF	L_2 = 1 mH
R_6 = 160 Ω	C_9 = 400 μμF	L_3 = 195 μH
R_7 = 51 000 Ω	C_{10} = 150 ÷ 2100 μμF (variabile a scatti)	L_4 = 16 mH
R_8 = 52 000 Ω		L_5 = 16 H
C_1 = 100 μμF	C_{11} = 0 ÷ 400 μμF	T_1 = EBL1
C_2 = 100 μμF	C_{12} = 2 μF	T_2 = EBL1
C_3 = 0,1 μF	C_{13} = 100 μμF	T_3 = AZ2

la maggiore o minore attendibilità delle formule date. È stato attuato, partendo dallo schema semplice di figura 1, un circuito sperimentale (fig. 8) adatto per misure. Alle due coppie di morsetti k_7, k_8 e k_9, k_{10} vengono connessi due generatori tarati che forniscono i due segnali con l'ampiezza e la frequenza voluta; dopo un primo stadio separatore ed amplificatore si incontra lo stadio finale che, attraverso ad un accoppiamento ad alta impedenza, alimenta il circuito risonante di misura. Da detto circuito, attraverso ad un divisore capacitivo, si arriva ai morsetti k_1, k_2 ai quali viene connesso un voltmetro amplificatore selettivo; in parallelo si trova il circuito di rivelazione costituito dai due diodi

del tubo T_2 in parallelo, dalle due resistenze R_7, R_8 in serie e dal condensatore di rivelazione C_{10} variabile a scatti. Tra i morsetti k_5, k_6 si inserisce un microamperometro per misurare la componente continua della corrente di rivelazione e tra i morsetti k_3, k_4 può essere inserito un voltmetro a tubo per misurare la componente a frequenza di modulazione.

Il voltmetro amplificatore selettivo è costituito da uno stadio di amplificazione aperiodica seguito da un convertitore di frequenza, due stadi di amplificazione selettiva a frequenza fissa ed un rivelatore a diodo con microamperometro indicatore; l'amplificazione è comandata con una opportuna tensione negativa la quale viene regolata con un potenziometro, letta su un apposito voltmetro ed applicata alle griglie dei tubi amplificatori.

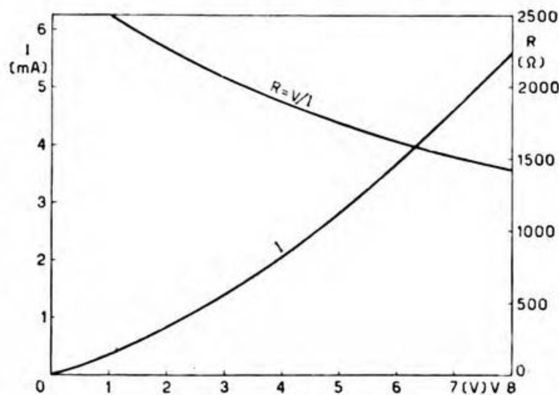


Fig. 9. — Caratteristica statica del diodo adoperato per le misure.

Quando è stato necessario eseguire misure della profondità di modulazione di ampiezza si è ricorso ad un modulometro attaccato pure ai morsetti k_1, k_2 e costituito da due stadi di amplificazione aperiodica alimentanti un diodo avente nel circuito di rivelazione un microamperometro ed una resistenza calibrata, ai cui estremi è connesso un voltmetro a valor efficace; mantenendo costante la corrente letta sul microamperometro, si può tarare il voltmetro a valor efficace in percentuale di modulazione.

È stata anzitutto rilevata la caratteristica del diodo ottenendo la curva rappresentata in figura 9. Data la non linearità del diodo si è deciso di lavorare sempre con una corrente continua rettificata, fissa, del valore di 70 μA, cosicchè viene eliminato l'effetto della variazione di resistenza interna del diodo. In tali condizioni di funzionamento e con segnale non modulato i dati di funzionamento del diodo sono:

$$\theta_0 = 0{,}58 \qquad V_1 = 8{,}1 \cos \omega_0 t \ \text{V}$$
$$r = 12\,000 \ \Omega \qquad V_2 = 7{,}2 \ \text{V}.$$
$$R_d = 103\,000 \ \Omega$$

Si è poi studiato il circuito risuonante; dalla teoria si sa che, in un intorno della frequenza di risonanza, la tensione ai capi di esso è data da:

$$\frac{V_1}{V_0} \simeq \frac{k\omega}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)\left(1 + j\,\frac{\omega - \omega_0}{\omega_c}\right)},$$

dove V_0 è la tensione applicata all'ingresso del complesso, ω_1 la pulsazione di risonanza del primario, ω_c la pulsazione di smorzamento del circuito stesso, e k una costante.

Tracciando la curva di risonanza con corrente costante rivelata e misurando separatamente la risonanza del primario, si sono determinate le caratteristiche del circuito risuonante accordato su 500 kHz:

$$L = 195\ \mu\text{H} \qquad \frac{\omega_1}{2\pi} = 203 \cdot 10^3\ \text{Hz}$$

$$C = 520\ \mu\mu\text{F}$$

$$\frac{1}{R} + \frac{2}{r + R_i} = 40 \cdot 10^{-6}\ \text{S} \qquad \frac{\omega_c}{2\pi} = 5700\ \text{Hz}\ ;$$

sopprimendo poi la rivelazione (aprendo, ad esempio, i morsetti k_5, k_6) si è trovato che la conduttanza totale di $40 \cdot 10^{-6}$ S è così ripartita:

circuito oscillatorio $23{,}9 \cdot 10^{-6}$ S; $R = 42\,000\ \Omega$;
diodo $16{,}1 \cdot 10^{-6}$ S; $r + R_d = 125\,000\ \Omega$.

È stata fatta una prima serie di misure inviando un segnale di 500 kHz modulato a 6000 Hz con profondità di modulazione 27,1 %; i risultati sono riassunti nella tabella I.

TABELLA I.

C_d (μμF)	2100	1100	500	300	200	150	senza diodo	Osservazioni
Modulazione sul circuito oscillatorio, misurata (%) . .	7,35	9,5	12,6	14,2	15,1	15,2	13,0	Misure e calcoli su V_1
Attenuazione [12] misurata	3,70	2,85	2,15	1,91	1,80	1,78	2,08	
Attenuazione calcolata	3,68	2,83	2,05	1,75	1,67	1,57	1,98	
Modulazione della corrente rivelata, misurata (%) . .	5,29	8,10	13,0	13,2	14,5	15,2	—	Misure e calcoli su V_2
Attenuazione misurata	5,12	3,33	2,33	2,06	1,86	1,78	—	
Attenuazione calcolata	5,10	3,17	2,11	1,75	1,67	1,57	—	

(12) Per attenuazione si intende il rapporto tra la percentuale di modulazione originaria e quella presente nel circuito risonante o nella corrente rivelata.

La concordanza è soddisfacente salvo quando C_d diventa troppo piccolo; in tale caso il sorgere di nuovi fenomeni è rivelato anche dal variare dell'accordo del circuito e della corrente continua rivelata; si può ritenere che la teoria esposta, che trascura la reattanza di C_d per le alte frequenze, qui valga per C_d di almeno 500 μμF; applicando la [9] si vede che già con tale valore la resistenza equivalente diventa comparabile ad r.

Si è proceduto poi alle misure con due segnali; precisamente si è applicato un segnale non modulato a 500 kHz, tale da dare una corrente rettificata di 70 μA, ed un secondo segnale pure non modulato a 520 kHz, tale da dare $b_1' = 2\ \%$ ed ottenuto applicando 2/100 del segnale che, dalla curva di selettività già misurata, risultava necessario per dare 70 μA rivelati, a 520 kHz, se applicato da solo.

In queste condizioni con il voltmetro selettivo si è misurata l'ampiezza della componente a 480 kHz in rapporto con l'ampiezza, pure misurata, della componente a 520 kHz. Tale rapporto è il modulo di $1/(A + jB)$ e quindi può essere agevolmente calcolato con le formule già esposte. I risultati sono raccolti nella tabella II.

TABELLA II.

C_d (μμF)	∞	2100	1100	500	300	200	150
Rapporto misurato	2,37	2,88	3,24	4,46	6,15	9,10	12,30
Rapporto calcolato	2,31	2,67	3,06	4,25	5,90	8,10	10,30
Errore (%)	2	8	6	5	4	12	20

Lo scostamento medio è inferiore al 10 % e supera tale limite soltanto per C_d piccolo, per il quale già sappiamo che intervengono nuovi fenomeni perturbatori. Dato il grande numero di parametri, abbastanza difficilmente misurabili con precisione, che intervengono, la concordanza tra i dati misurati e quelli calcolati può ritenersi più che soddisfacente.

La grandezza controllata (rapporto tra le due bande laterali) è quella che maggiormente impegna la teoria esposta e quindi la sua corrispondenza è sufficiente a convalidare tutta la trattazione; gli altri effetti (variazione di b_1, e così via) sono piuttosto del tipo di un termine correttivo e, pure essendo stati egualmente verificati, sono meno probatori, avendo grandezza poco superiore ai possibili errori di misura. È stata poi fatta una verifica qualitativa, pienamente soddisfacente, dell'indipendenza del tipo di interferenza, noto sotto il nome di demodulazione, dal valore di C_d.

Introducendo l'effetto dei vari fenomeni sin qui trascurati (scostamento delle impedenze delle reti A e B dalle condizioni ideali, varia-

zione della resistenza interna del diodo, e così via) si potrebbero eseguire calcoli più rigorosi, ma notevolmente più complicati; si ritiene però che con la teoria semplice esposta si possano prevedere anche quantitativamente i fenomeni, con errori limitati nei casi pratici per i quali, per altre ragioni, già si cerca di ridurre al minimo l'effetto perturbatore dei fenomeni secondari qui trascurati.

8. - Riassunto ed applicazioni.

I risultati delle ricerche teoriche e sperimentali effettuate sul funzionamento dei rivelatori a diodo possono essere riassunti nel seguente modo:

1) Un rivelatore a diodo sia montato in modo da funzionare come rivelatore di cresta, cioè sia inserito tra due reti A e B, come illustrato in figura 2, caratterizzate dal fatto che l'impedenza d'ingresso della rete B ha valore finito solo per le frequenze di modulazione e tende a zero per le alte frequenze, mentre quella della rete A è finita solo per un limitato intorno di frequenze intorno alla portante, e tende a zero, in corrispondenza sia delle frequenze di modulazione sia delle armoniche della portante; il circuito sia eccitato soltanto da un generatore di segnali modulati contenuto nella rete A. Se poniamo la tensione ad alta frequenza modulata, che compare tra i morsetti a e b della rete A, sotto la forma:

$$V_1 = A_1(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)] ,$$

la rete B può essere studiata con lo schema equivalente di figura 3, in cui la resistenza r è data dal grafico di figura 4. La componente ad alta frequenza della corrente assorbita dal diodo viene espressa da:

$$I_{d1} = A_2(t) \cos [\omega_0 t + \varphi_1(t)] \quad , \quad A_2 = 2\, Y_D A_1 ,$$

e si può supporre assorbita da una opportuna impedenza, equivalente al diodo più la rete B, inserita tra i morsetti a e b. In tali condizioni, sostituendo al diodo l'impedenza equivalente, è in un primo tempo studiata la rete A e determinata V_1, poi, con lo schema equivalente di figura 3, è studiata la rete B. Lo studio del funzionamento del diodo viene quindi ricondotto allo studio dell'impedenza equivalente al diodo (impedenza cioè che assorba eguale corrente ad alta frequenza).

2) V_1 abbia una pura modulazione di fase; l'impedenza equivalente è $\dfrac{r + R_d}{2}$ dove R_d è il valore di $\dfrac{1}{Y_B}$ per $f = 0$.

3) V_1 abbia pura modulazione di ampiezza; una rappresentazione dell'impedenza equivalente del diodo si ottiene trasformando tutti gli elementi della rete B (compreso r) nel modo illustrato nella figura 5, senza alterare la configurazione.

4) V_1 abbia una modulazione complessa di fase ed ampiezza, ma con entrambi le modulazioni poco profonde; allora, in prima approssi-

mazione, è possibile considerare separatamente le due modulazioni, e precisamente, per la portante e la modulazione di fase si può considerare come impedenza equivalente la resistenza $\frac{r + R_d}{2}$, e per la modulazione di ampiezza si può invece adoperare la rete B trasformata nel modo illustrato.

5) Considerando il caso particolare in cui il segnale modulato è costituito da due sinusoidi prossime in frequenza e di ampiezza notevolmente diversa, ed in cui la rete A è accordata sulla frequenza del segnale più forte nel modo definito dalla relazione [12], per effetto dell'ineguale trattamento della modulazione istantanea di fase ed ampiezza, prende origine nel rivelatore una componente di frequenza $2 f_0 - f_i$ (dove f_0 è la frequenza del segnale forte ed f_i quella del segnale debole), la quale occupa quindi il posto della normale seconda banda di modulazione; l'ampiezza di tale componente può essere calcolata ed è stata oggetto di una verifica sperimentale.

6) Riferendosi al caso precedente ed al circuito semplice di figura 1, il condensatore C_d limita la modulazione di ampiezza, ed è invece inoperante nei riguardi della modulazione di fase; esso quindi migliora la selettività apparente del complesso nei riguardi di un segnale modulato in ampiezza e di un disturbo aperiodico (oscillazioni libere del circuito risuonante) e la lascia invece inalterata quando l'interferenza avviene col meccanismo noto sotto il nome di demodulazione, ed è cioè dovuta ad un segnale prossimo in frequenza a quello desiderato, in quanto tale forma di interferenza è legata appunto alla modulazione di fase del segnale risultante.

7) È noto che quando l'inviluppo A_2 della componente ad alta frequenza della corrente nel diodo passa per zero, non potendosi invertire la corrente, il diodo cessa di funzionare e le reti A e B funzionano isolatamente finchè non sono ristabilite le condizioni necessarie perchè A_2 ritorni positivo. Questa possibilità limita la massima percentuale di modulazione di ampiezza di V_1 al crescere di C_d, il che è noto pure da tempo; qui viene mostrato come non vi sia naturalmente possibilità di distacco nel caso di modulazione di fase, non essendo la relativa corrente influenzata da C_d, e come inoltre la presenza di r migliori le condizioni impedendo il distacco qualunque sia il valore di C_d, purchè la profondità della modulazione di ampiezza di V_1 sia inferiore a $\frac{1}{1 + \frac{R_d}{r}}$.

Tale favorevole circostanza permette nei radioricevitori di aumentare senza gravi inconvenienti C_d più di quanto non sembravano indicare i criteri sino ad oggi noti, perchè, ad esempio, per la demodulazione si richiede che non avvenga il distacco del diodo, ma con i rapporti di intensità tra i due segnali che interessano, la relazione [46] è sempre soddisfatta.

La teoria ora riassunta trova numerose applicazioni in tutti i casi in cui si adoperano rivelatori a diodo, permettendo di prevederne in modo abbastanza preciso il funzionamento, anche in casi particolarmente complessi. Per i normali radioricevitori emerge il concetto della convenienza di aumentare il valore del condensatore di rivelazione C_d in modo da sfruttarne al massimo l'utile effetto del parziale aumento della selettività apparente. Dallo studio poi del funzionamento di fronte ad un battimento si può segnalare la possibilità di usare un rivelatore a diodo per ottenere delle combinazioni di frequenza di carattere nuovo; precisamente, indicando con f_i la frequenza del segnale in arrivo e con f_0 quella dell'oscillatore locale, si ottiene, con buon rendimento, la conversione nella nuova frequenza:

$$f_a = 2\,f_0 - f_i\,,$$

e questa conversione può in qualche caso speciale presentare dei vantaggi sulla conversione normale per somma o differenza. Ciò può essere anche adoperato per ricostruire la seconda banda di modulazione in un segnale che giunge con una sola banda di modulazione; inviandolo prima su un circuito risuonante connesso ad un diodo e poi, ruotando di 90° la portante, si ottiene un normale segnale con due bande laterali e pura modulazione di ampiezza.

Queste probabilmente non sono che alcune delle possibili applicazioni di tale osservazione; riteniamo però qui sufficiente questo breve cenno, unito alla nuova segnalazione, alla sua verifica sperimentale ed all'esposizione di una teoria matematica che anche quantitativamente è abbastanza aderente all'esperimento.

APPENDICE

Rivelatore a diodo con resistenza.

Riferendosi allo schema di figura 1 e seguendo la teoria di Colebrook ([13]), sia $A_1 \cos \omega_0 t$ la tensione applicata al diodo e V_2 la tensione ai capi del condensatore di rivelazione; nel diodo passa la corrente:

[47] $$i_d = \frac{A_1 \cos \omega_0 t - V_2}{R_a}$$

tra gli istanti di tempo $-t_1$ e $+t_1$ per cui è:

[48] $$A_1 \cos \theta = V_2 \quad , \quad \theta = \omega_0\, t_1\,.$$

In queste formule R_a è la resistenza interna del diodo. Integrando la i_d per un periodo si ricava, per la componente continua, l'espressione:

([13]) F. M. Colebrook: Teoria del rivelatore lineare - W. E., 1930, VII, p. 595.

[49] $$I_{d0} = \frac{A_1}{R_a \pi} (\text{sen}\, \theta - \theta \cos \theta)$$

e, per la componente a frequenza fondamentale, l'espressione:

[50] $$A_2 = \frac{A_1}{R_a \pi} (\theta - \text{sen}\, \theta \cos \theta) \, .$$

Durante un tempuscolo Δt la tensione V_2 varia di ΔV_2 in seguito alla carica del condensatore C_d prodotta dalla differenza tra la corrente fornita dal diodo e V_2/R_d, che è la corrente di scarica attraverso alla resistenza di rivelazione:

[51] $$\Delta V_2 = \Delta t \frac{V_2}{C_d R_d} \left[\frac{R_d}{\pi R_a} (\text{sen}\, \theta - \theta \cos \theta) - \cos \theta \right] .$$

Se V_2 è costante, a regime deve essere $\Delta V_2 = 0$ e quindi:

[52] $$\frac{R_d}{\pi R_a} = \frac{\cos \theta_0}{\text{sen}\, \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}$$

dove θ_0 resta così definito in funzione del rapporto R_d/R_a. Se invece A_1 varia, V_2 varierà sia per la variazione di A_1 sia per quella di θ. Ponendo $\theta = \theta_0 + \Delta\theta$ e trascurando gli infinitesimi del secondo ordine risulta:

[53] $$\frac{\Delta V_2}{\Delta t} = \frac{A_1}{C_d R_d} \Delta\theta \, \text{sen}\, \theta_0 \left(\frac{\theta_0}{\pi} \frac{R_d}{R_a} + 1 \right)$$

e ricordando che:

[54] $$V_2 = A_1 \cos \theta = A_1 \cos \theta_0 - \Delta\theta \, A_1 \, \text{sen}\, \theta_0 \, ,$$

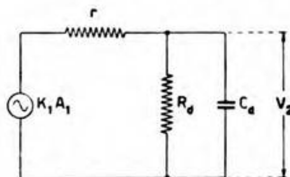


Fig. 10. — Circuito equivalente per la tensione V_2.

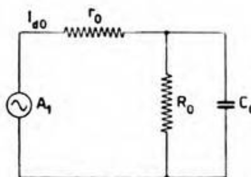


Fig. 11. — Circuito equivalente per $A_2/2$.

si ottiene infine l'espressione:

[55] $$\frac{\Delta V_2}{\Delta t} = \frac{1}{C_d R_d} (A_1 \cos \theta_0 - V_2) \left(1 + \frac{\theta_0 R_d}{\pi R_a} \right) .$$

Riferendosi ora allo schema di figura 10 si deve scrivere l'espressione:

[56] $$\frac{\Delta V_2}{\Delta t} = \frac{1}{C_d R_d} \left[\frac{A_1' R_d}{r} - V_2 \left(1 + \frac{R_d}{r} \right) \right]$$

che confrontata con la [55] permette di concludere:

[57] $$r = \frac{\pi}{\theta_0} R_a \quad , \quad \frac{A_1'}{A_1} = \frac{\text{sen}\,\theta_0}{\theta_0} = K_1 \, ,$$

cioè che ai morsetti c, d compare l'inviluppo di V_1 ridotto del fattore K_1 ed applicato attraverso alla resistenza r.

L'espressione completa per V_2 sarebbe:

[58] $$V_2 = K_1 A_1 \frac{R_d}{r + R_d} \cdot \frac{1}{1 + p\, C_d \dfrac{r\, R_d}{r + R_d}} \, .$$

Analogamente per la componente ad alta frequenza si ottiene:

[59] $$A_2 = \frac{1}{\pi R_a} [A_1 (\theta_0 + \text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0) - 2\, V_2 \,\text{sen}\,\theta_0] \, ,$$

e introducendo l'espressione già ricavata per V_2:

[60] $$A_2 = \frac{A_1}{\pi R_a} (\theta_0 - \text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0) \frac{1 + p\, C_d R_d \dfrac{r}{r + R_d} \cdot \dfrac{\theta_0 + \text{sen}\,\theta_0\cos\theta_0}{\theta_0 - \text{sen}\,\theta_0\cos\theta_0}}{1 + p\, C_d R_d \dfrac{r}{r + R_d}} \, .$$

Per il circuito di figura 11 si ha:

[61] $$A_2 = \frac{2\, A_1}{r_0 + R_0} \cdot \frac{1 + p\, C_0 R_0}{1 + p\, C_0 \dfrac{r_0 R_0}{r_0 + R_0}}$$

e confrontando si ottiene:

[62] $$r_0 = \frac{2\,\pi R_a}{\theta_0 + \text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0} \quad ; \quad C_0 = C_d \frac{(\theta_0 + \text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0)^2}{4\,\text{sen}^2\,\theta_0} \quad ;$$

$$R_0 = 2\,\pi R_a \frac{2\,\text{sen}\,\theta_0 \cos\theta_0}{\theta_0^2 - \text{sen}^2\,\theta_0 \cos^2\theta_0} \, .$$

La corrente ad alta frequenza è cioè quella assorbita dal circuito di figura 11 avente le costanti ora determinate.

In pratica θ_0 è sempre molto piccolo ed allora, in prima approssimazione, risultando:

[63] $$r_0 = r \quad , \quad C_0 = C_d \quad , \quad R_0 = R_d \quad , \quad K_1 = 1 \, ,$$

si può usare lo stesso circuito equivalente nei due casi.

RILEVATORI FONOGRAFICI ELETTROMAGNETICI

ANDREA PINCIROLI

Premesse alcune considerazioni di carattere generale, si determina il circuito elettrico equivalente di un rilevatore elettrofonografico di tipo elettromagnetico a ferro mobile. Si studia l'andamento e l'estensione della caratteristica di frequenza in relazione al circuito elettrico equivalente e si analizzano le varie cause che creano distorsione di forma della tensione erogata. Si riportano infine le caratteristiche di frequenza e di forma di un certo numero di rilevatori elettrofonografici e, sulla base di dette caratteristiche, vengono messi in rilievo e discussi i progressi conseguiti nelle più recenti attuazioni.

1. - Generalità.

I « rilevatori elettrofonografici » (apparecchi destinati a tradurre in forma elettrica l'andamento del tracciato inciso sui dischi grammofonici) rientrano nella categoria dei sistemi meccanico-elettrici, dei sistemi cioè atti a trasformare una grandezza meccanica in una grandezza elettrica. La tensione fornita da tali apparecchi è piccola, alcuni decimi di volt, e la potenza erogata è alquanto esigua, qualche milionesimo di watt; si può quindi ritenere il loro avvento strettamente legato alla possibilità, offerta dai tubi elettronici, di amplificare piccole tensioni.

Allorquando furono attuati i primi rilevatori elettrofonografici (una quindicina di anni or sono), gli studi che erano stati condotti sui grammofoni meccanici e la tecnica relativa avevano raggiunto un tale grado di perfezione da fornire risultati nettamente superiori a quelli ottenibili con i rilevatori elettrofonografici; non erano però sfuggiti all'esame dei primi sperimentatori i molti pregi presentati dai rilevatori elettrofonografici rispetto ai grammofoni meccanici e, probabilmente, ciò ha valso a rendere molto più rapidi i perfezionamenti.

La condizione di funzionamento di questi apparecchi può essere schematizzata come è indicato nella figura 1, nella quale A è un disco grammofonico mantenuto in rotazione a velocità costante e B è un rilevatore elettrofonografico, che risulta accoppiato meccanicamente al

disco grammofonico attraverso un ago di metallo. Le ondulazioni del solco, costituenti la incisione e giacenti nel piano del disco, producono, attraverso l'ago, piccole oscillazioni di un elemento mobile del rilevatore, denominato àncora. Le oscillazioni dell'àncora vengono utilizzate per tradurre le ondulazioni del solco in tensioni elettriche.

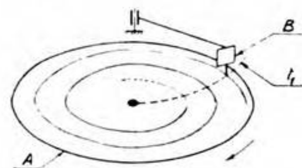


Fig. 1. — Schematizzazione delle condizioni di funzionamento di un rilevatore elettrofonografico.

Per individuare le caratteristiche che sembra dover presentare un rilevatore elettrofonografico per profittare al massimo delle possibilità, purtroppo alquanto modeste, offerte dall'attuale tecnica della fonoincisione, è indispensabile avere presenti, almeno nelle loro linee essenziali, le caratteristiche degli apparecchi adoperati nel processo di fonoincisione.

2. - Principali caratteristiche dei fonoincisori.

La registrazione meccanica dei suoni mediante dischi grammofonici si effettua con l'apparecchiatura schematizzata nella figura 2. Sono elementi caratteristici di essa una matrice di cera, *m*, mantenuta in rotazione a velocità costante, e un apparecchio denominato fonoincisore, il quale, in assenza di segnale, produce nella matrice un solco a forma di spirale, mentre in presenza di segnale ne traccia la forma nel piano del disco, avendo la predetta spirale quale asse. Prescindendo dai processi necessari per passare dalla matrice ai dischi grammofonici propriamente detti, agli scopi che qui interessano è sufficiente ricordare che la caratteristica di ampiezza del segnale tracciato dal fonoincisore, in funzione della frequenza, risulta linearmente decrescente al crescere della frequenza, a partire da 250 hertz sino a raggiungere la frequenza limite superiore (intorno ai 5000 hertz), mentre risulta costante per tutte le frequenze minori di 250 hertz (fig. 3). Giova ancora ricordare che, essendo la matrice mantenuta in rotazione a velocità costante, la velocità di spostamento della puntina risulta costante da 250 a 5000 hertz e linearmente decrescente da 250 a 25 hertz. La massima ampiezza del segnale tracciato dal fonoincisore (ampiezza che, come già è stato detto, si manifesta nella gamma di frequenze estendentesi fra 25 e 250 hertz) risulta di soli 0,05 millimetri; in base a quanto prima ricor-

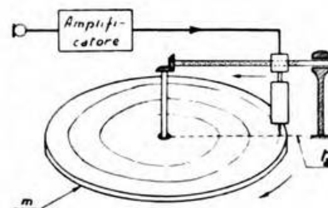


Fig. 2. — Schematizzazione dell'apparecchiatura occorrente per la registrazione meccanica dei suoni mediante dischi grammofonici.

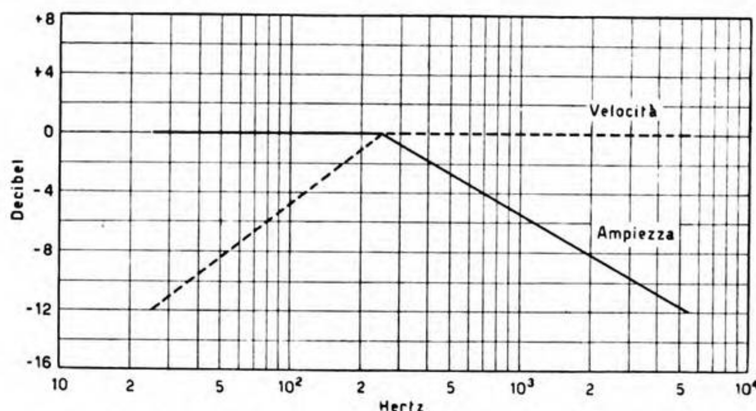


Fig. 3. — Caratteristica di ampiezza e di velocità dello stilo di un fonoincisore.

dato si deduce che in corrispondenza di 5000 hertz la massima ampiezza del segnale risulta di soli 0,0025 millimetri (1).

3. - Caratteristica di frequenza di rilevatori elettrofonografici.

In base alle caratteristiche dei fonoincisori, sommariamente ricordate, si deduce che, affinchè un rilevatore elettrofonografico possa presentare una caratteristica di frequenza di andamento uniforme, oltre i 250 hertz dovrebbe fornire una tensione proporzionale alla velocità di spostamento trasversale della puntina, mentre al di sotto di 250 hertz dovrebbe fornire una tensione proporzionale all'ampiezza di oscillazione della puntina stessa. In base ai richiami fatti si può osservare che, prescindendo — almeno per il momento — dai sistemi adoperati per modificare l'andamento della caratteristica di frequenza, i rilevatori piezoelettrici, elettrostatici ed a resistenza, nei quali la tensione erogata risulta proporzionale allo spostamento dell'ago, sono atti a riprodurre correttamente (ossia senza distorsione di frequenza) tutte le frequenze inferiori a 250 hertz; invece i rilevatori elettromagnetici (sia a ferro mobile, sia a bobina mobile), nei quali la tensione erogata è proporzionale alla velocità di spostamento dell'ago, sono atti a riprodurre correttamente tutte le frequenze superiori a 250 hertz.

---

(1) L'andamento particolare della caratteristica di ampiezza dei fonoincisori è stato suggerito da ragioni economiche e di dimensionamento. Volendo infatti utilizzare la stessa legge di variazione dell'ampiezza del segnale con la frequenza, per tutta l'estensione della caratteristica di frequenza, la dimensione dei dischi, a parità di numero di spirali, risulterebbe più che doppia dell'attuale.

Tra le due categorie di rilevatori testè ricordate, sembra potersi affermare che in modo particolare sono atti a fornire una caratteristica di frequenza di andamento uniforme, i rilevatori di tipo elettromagnetico; questi infatti richiedono una correzione della caratteristica di frequenza in una gamma di frequenze meno estesa. Tra i rilevatori elettromagnetici, prevalentemente per ragioni di semplicità e di robustezza, ha avuto maggiore sviluppo il tipo a ferro mobile. Nel seguito l'esame verrà limitato soltanto a questo tipo.

4. - Rilevatori fonografici di tipo elettromagnetico a ferro mobile.

Un rilevatore elettromagnetico a ferro mobile (fig. 4), sostanzialmente, comprende i seguenti elementi: un magnete permanente, una

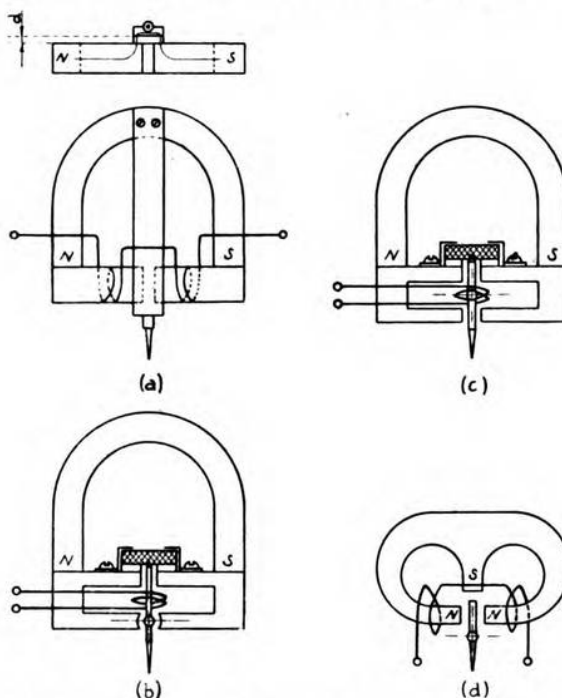


Fig. 4. — Tipi di rilevatori elettrofonografici a ferro mobile: *a*) a traslazione; *b*) semibilanciato (sistema Kellogg); *c*) bilanciato (sistema Kellogg); *d*) a tre poli (sistema Johnson-White).

coppia di espansioni polari, un'àncora mobile di materiale magnetico che può oscillare intorno ad un asse, un elemento elastico contrastante lo spostamento dell'àncora mobile, ed infine un avvolgimento nel quale

si inducono le tensioni originate dalle variazioni del flusso che attraversa l'àncora.

L'esame dei rilevatori costruiti dalle diverse fabbriche rivela differenze costruttive che per alcuni risultano abbastanza accentuate. Nella figura 4 sono riprodotti, in forma schematica, alcuni tipi di rilevatori (²); quelli contrassegnati con *c*) e *d*), di concezione più recente, presentano parecchi punti di superiorità sugli altri.

5. - Circuito elettrico equivalente.

Le varie caratteristiche di un rilevatore sono deducibili, in maniera abbastanza semplice, dallo studio del circuito elettrico equivalente (³), per determinare il quale è opportuno fare la schematizzazione meccanica dell'apparecchio. Questa schematizzazione è indicata nella figura 5, nella quale: m_1 è la risultante delle masse del magnete permanente, delle espansioni polari e dell'avvolgimento; m_2 la massa dell'àncora mobile; C_{m1} la cedevolezza di un elemento elastico (gomma) atto a smorzare le oscillazioni dell'àncora mobile ed a mantenerne la centratura rispetto alle espansioni polari; C_{m2} la cedevolezza dell'ago; infine C'_m la cedevolezza del braccio. In generale C'_m è trascurabile; nella seconda parte della presente analisi se ne tien conto per spiegare l'esistenza di una risonanza meccanica secondaria (⁴).

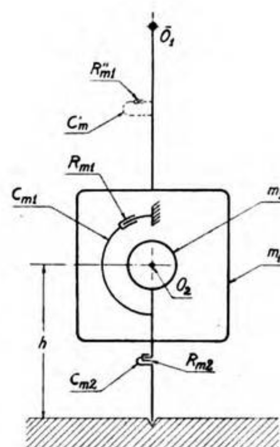


Fig. 5. — Schematizzazione meccanica di un rilevatore elettrofonografico di tipo elettromagnetico a ferro mobile.

Il sistema meccanico schematizzato nella figura 5, facilmente (⁵) si traduce nel circuito elettrico equivalente riprodotto nella figura 6 *a*, nel quale:

(²) A. Filipponi: Del radiofonografo - R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, III, p. 230.

(³) A. Forstmann: Ueber die rechnerische Behandlung mechanischer schwingungsfähiger Gebilde unter Benutzung äquivalenter elektrischer Ersatzschemen - H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XXXIX, p. 11.

A. Forstmann: Zur Theorie elektromagnetischer Tonabnehmer - E. N. T., 1930, VII, p. 426.

(⁴) A conoscenza dello scrivente l'origine di questa risonanza meccanica secondaria non è stata spiegata prima d'ora.

(⁵) Com'è noto, è possibile, e per lo più assai conveniente, trattare i vari problemi meccanici, acustici, idraulici, e così via, adoperando la teoria matematica che si è soliti seguire nello studio dei circuiti elettrici. Detta teoria essendo applicata a circuiti comprendenti parametri e grandezze analoghe ai parametri ed alle grandezze che figurano nei circuiti elettrici.

Poichè si considera il caso di un problema meccanico, è sufficiente avere presenti le seguenti nozioni fondamentali. Nei circuiti elettrici la resistenza

$$L'_1 = m_1 \qquad C_1 = C_{m1} \qquad R'_1 = R'_{m1}$$

$$L''_1 = \frac{m_1 r_1^2}{h^2} \qquad C_2 = C_{m2} \qquad R_2 = R_{m2}$$

$$L_2 = \frac{m_2 r_2^2}{h^2} \qquad C' = C'_m \qquad R''_1 = R''_{m1}$$

essendo r_1 ed r_2 i raggi d'inerzia delle masse m_1 ed m_2 rispetto al baricentro O_2 delle masse stesse, h la distanza tra il baricentro (supposto comune) delle due masse m_1 ed m_2 e il piano del disco.

In generale:

$$m_1 + \frac{m_1 r_1^2}{h^2} \gg \frac{m_2 r_2^2}{h^2}$$

$$C_{m1} \gg C_{m2} \,,$$

di conseguenza nel circuito elettrico equivalente risulta:

$$L'_1 + L''_1 \gg L_2$$

$$C_1 \gg C_2 \,.$$

L'accentuata differenza esistente nella grandezza sia dei due parametri induttivi, sia dei due parametri capacitivi, fa sì che in corrispondenza della pulsazione:

[1] $$\omega_{01}^2 = \frac{1}{(L'_1 + L''_1)\, C_1} - \frac{(R'_1 + R''_1)^2}{(L'_1 + L''_1)^2} \,,$$

in cui è $\omega_{01} = 2\pi f_{01}$, senza commettere grave errore si possa sostituire al circuito equivalente completo (fig. 6 *a*), il circuito semplificato riprodotto in figura 6 *b*. In pratica la frequenza f_{01}, nota col nome di prima frequenza di risonanza meccanica, è compresa tra 50 e 200 hertz.

In maniera del tutto analoga, in corrispondenza della pulsazione:

[2] $$\omega_{02}^2 = \frac{1}{L_2 C_2} - \frac{R_2^2}{L_2^2} \,,$$

è definita dalla relazione $V = RI$; nei sistemi meccanici il parametro analogo è l'attrito, definito da $F = R_m U$. Nei circuiti elettrici l'induttanza risulta definita dalla relazione $V = L \frac{dI}{dt}$; nei circuiti meccanici il parametro analogo è la massa, definita da $F = m \frac{dU}{dt}$. Nei circuiti elettrici la capacità risulta definita mediante la $V = \frac{1}{C} \int I\, dt$; nei circuiti meccanici il parametro analogo è la cedevolezza e risulta definita da $F = \frac{1}{C_m} \int U\, dt$. Le relazioni scritte mettono anche in evidenza l'equivalenza tra le grandezze; si vede infatti che ad una tensione elettrica corrisponde una forza meccanica, ad una corrente elettrica una velocità. Per passare dal sistema meccanico (opportunamente schematizzato) al circuito elettrico equivalente è pure indispensabile ricordare che gli elementi meccanici in serie, nel circuito elettrico equivalente, risultano disposti in derivazione e viceversa.

in cui è $\omega_{02} = 2\,\pi\,f_{02}$, con buona approssimazione si può sostituire al circuito equivalente completo (fig. 6 *a*) quello della figura 6 *c*. In pratica la frequenza f_{02}, nota col nome di seconda frequenza di risonanza meccanica, è compresa fra 2000 e 8000 hertz.

Nei casi in cui la cedevolezza del braccio non sia trascurabile, il circuito elettrico equivalente che tien conto di questo fatto è lo stesso adottato per spiegare l'esistenza della prima frequenza di risonanza meccanica (fig. 6 *b*), con la sola differenza che in questo caso bisogna prendere in considerazione anche la capacità C'.

In condizioni di risonanza, supposte nulle per semplicità di analisi le resistenze in circuito, dovrà risultare:

$$I_1 = -\,I_2\,,$$

e quindi:

$$\frac{I_1}{I_2} = -\,1 = \frac{z_2}{z_1}\,,$$

in cui:

$$z_1 = J\left(\omega L'_1 - \frac{\dfrac{L''_1}{C'}}{\omega\,L''_1 - \dfrac{1}{\omega\,C'}}\right)$$

$$z_2 = \frac{1}{J\,\omega\,C_2}\,.$$

Ed infine, risolvendo rispetto ad ω:

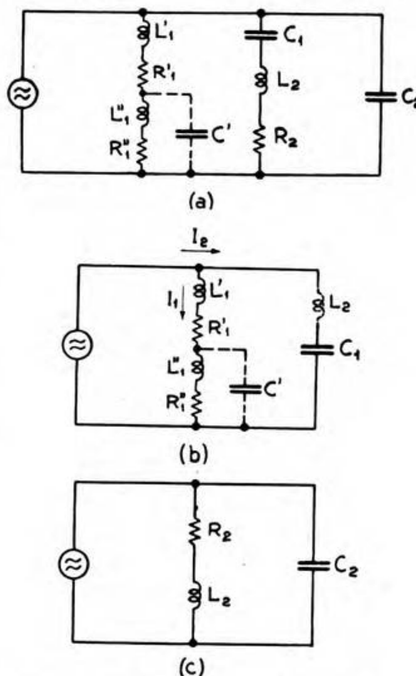


Fig. 6. — *a*) Circuito elettrico equivalente del sistema meccanico (schematizzato) riprodotto in figura 5, e quindi di un rilevatore elettromagnetico a ferro mobile; *b*) circuito elettrico equivalente semplificato che descrive, con buona approssimazione, il comportamento del sistema alle frequenze relativamente basse (<500 hertz); *c*) circuito elettrico equivalente semplificato che descrive, con buona approssimazione, il comportamento del sistema alle frequenze relativamente alte ($3000 \div 6000$ hertz).

$$[3] \qquad \begin{matrix}\omega'_{01}\\ \omega''_{01}\end{matrix} = +\sqrt{A \pm \sqrt{A^2 - \frac{1}{L'_1\,L''_1\,C_2\,C'}}}\,,$$

in cui:

$$A = \frac{L'_1\,C_2 + L''_1\,C_2 + L''_1\,C'}{2\,L'_1\,L''_1\,C_2\,C'}\,.$$

La valutazione numerica della relazione [3] mostra come la variazione di C' influisca in modo accentuato su ω''_{01} e assai poco su ω'_{01}; la frequenza $f''_{01} = \frac{\omega''_{01}}{2\pi}$, in generale, risulta intorno a 500 hertz ([6]).

Per i circuiti elettrici equivalenti considerati, in corrispondenza delle frequenze di risonanza prima definite, la corrente che attraversa l'induttanza L_2 e la tensione ai suoi estremi assumono il massimo valore. Passando dal circuito equivalente al sistema meccanico si deduce che, in corrispondenza delle varie frequenze di risonanza, la forza manifestantesi tra l'ago e la parete del solco ed inoltre la velocità angolare dell'àncora mobile passano per un massimo. La prima condizione fa sì che l'usura del disco non risulti uniforme alle varie frequenze; la seconda, essendo la velocità di rotazione del disco costante, si traduce in un maggiore spostamento angolare dell'àncora mobile, rispetto a quello che si avrebbe in assenza di fenomeni di risonanza meccanica. Tenendo presente che ad un maggiore spostamento dell'àncora corrisponde una maggiore variazione del flusso che l'attraversa, si deduce che in corrispondenza delle varie frequenze di risonanza meccanica la tensione fornita dall'apparecchio risulta massima. La caratteristica di frequenza del rilevatore presenta quindi tre massimi che si manifestano in corrispondenza delle tre frequenze di risonanza meccanica prima indicate.

L'esaltazione della caratteristica prodotta dalla prima frequenza di risonanza meccanica viene talvolta adoperata per compensare la depressione della caratteristica di frequenza dovuta al processo di fonoincisione. La correzione così conseguita, come verrà dimostrato nel seguito, risulta imperfetta e può originare delle distorsioni di forma, di entità rilevante.

6. - Correzione elettrica della caratteristica di frequenza di un rilevatore fonografico elettromagnetico.

Allo scopo di ovviare agli inconvenienti indicati (forte usura del disco, distorsione di forma accentuata) recentemente si è ricorso alla correzione elettrica della caratteristica, sia per la sua compensazione verso le frequenze più basse, sia per la sua delimitazione verso le frequenze elevate ([7]).

Quale esempio viene riportato lo schema elettrico di figura 7 ([8]) nel quale i parametri elettrici giacenti alla sinistra dei morsetti A, B stanno

([6]) A titolo di esempio si riportano i valori assunti, in un caso pratico, dai parametri che figurano nel circuito elettrico equivalente riprodotto in figura 6: $L'_1 = 3{,}8$ H, $L''_1 = 0{,}18$ H, $L_2 = 0{,}021$ H, $C_1 = 0{,}31$ μF, $C_2 = 0{,}035$ μF, $C' = 0{,}09$ μF.

([7]) In questo caso è opportuno, se non indispensabile, che le due principali frequenze di risonanza meccanica del rilevatore siano esterne alla caratteristica di frequenza del fonoincisore.

([8]) Privativa Industriale Italiana N. 362 010.

a rappresentare l'impedenza interna del rilevatore. Assegnati ad essi opportuni valori, il circuito completo (fig. 7 *a*) può essere scisso in due circuiti distinti riprodotti in figura 7 *b* e *c*, il primo dei quali riproduce, con buona approssimazione, il comportamento del sistema in corrispondenza delle frequenze più basse (50-100 hertz), mentre il secondo riproduce il comportamento del sistema alle frequenze più alte (4000-5000 hertz).

Dall'esame del circuito di figura 7 *b* si deduce che esiste una frequenza di risonanza serie $f_{01} = \frac{\omega_{01}}{2\pi}$, definita dalla relazione:

$$\omega_{01}^2 (L_i + L) C_1 = 1 ,$$

in corrispondenza della quale la tensione manifestantesi ai morsetti A', B' risulta massima. Proporzionando opportunamente L, oppure C_1, la frequenza di risonanza f_{01} può essere variata a piacere; inoltre, proporzionando opportunamente R_L, si può modificare l'andamento della caratteristica di frequenza (nella regione delle frequenze più basse) com'è illustrato, in via di esempio, dalla famiglia di caratteristiche riprodotte nella figura 8 e contrassegnate con 1, 2, 3.

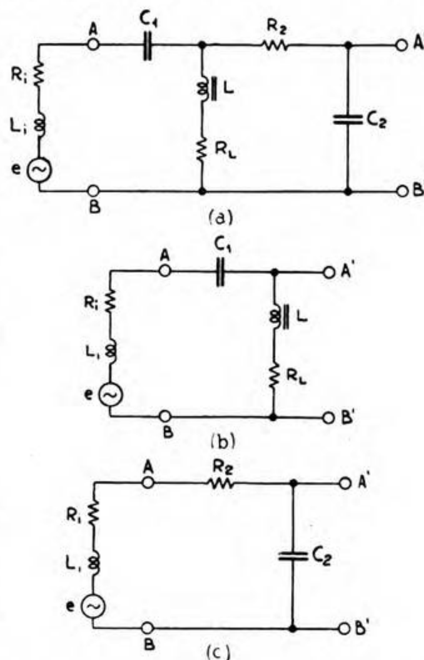


Fig. 7. — *a*) Esempio di circuito elettrico utilizzato per ottenere la correzione elettrica della caratteristica di frequenza di un rilevatore; *b*) circuito elettrico semplificato che descrive, con buona approssimazione, il comportamento del circuito alle frequenze relativamente basse (< 500 hertz); *c*) circuito elettrico semplificato che descrive, con buona approssimazione, il comportamento del circuito alle frequenze relativamente alte (2000 ÷ ÷ 6000 hertz).

Dall'esame dello schema *c* di figura 7, il quale come abbiamo detto riproduce con buona approssimazione il comportamento del circuito alle frequenze elevate, si vede che anche in questo caso esiste una frequenza di risonanza serie $f_{02} = \frac{\omega_{02}}{2\pi}$, definita dalla relazione:

$$\omega_{02}^2 C_2 L_i = 1 ,$$

in corrispondenza della quale la tensione manifestantesi ai morsetti

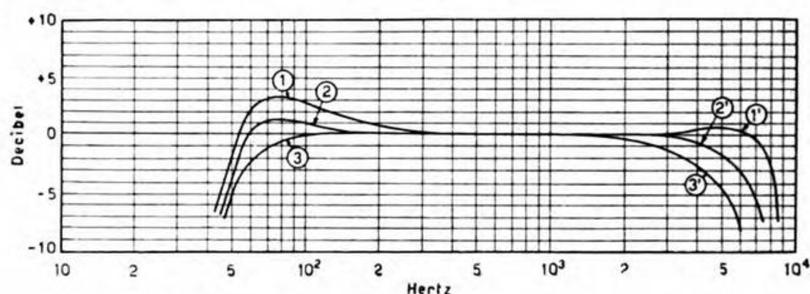


Fig. 8. — Famiglia di caratteristiche di frequenza ottenibili assegnando opportuni valori ai parametri elettrici che figurano nel circuito di correzione elettrica riprodotto in figura 7 *a*.

A', B' risulta massima. Proporzionando opportunamente C_2, la frequenza di risonanza f_{02} può essere variata a piacere; mentre, variando R_2, si può modificare l'andamento e la sopraelevazione della caratteristica verso le frequenze elevate, com'è illustrato dalla famiglia di caratteristiche di figura 8 e contrassegnate con 1', 2', 3'.

7. - Distorsione di forma della tensione erogata.

Nel complicato processo di incisione e di riproduzione di un disco grammofonico le cause di distorsione di forma sono molteplici. Considerando soltanto le principali, esse possono essere di natura meccanica e di natura magnetica. Le distorsioni di natura meccanica, a loro volta, possono avere le seguenti origini: *a*) errore di allineamento angolare od errore di tangenzialità; *b*) errore di tracciamento. Le distorsioni di natura magnetica invece possono avere le seguenti origini: *c*) non linearità della funzione $\varphi = f(s)$, che fornisce il flusso che attraversa l'àncora mobile in funzione dello spostamento; *d*) saturazione magnetica dell'àncora mobile.

a) La distorsione dovuta all'errore di allineamento angolare [9], prodotta dalla diversa disposizione meccanica del fonoincisore e del riproduttore, ha le sue origini nel fatto che, mentre la direzione dello spostamento dell'ago del fonoincisore (indicata con t_2 nella figura 2) risulta sempre normale all'asse del solco tracciato dal fonoincisore in assenza di segnale, la direzione dello spostamento dell'ago del riproduttore (indicata con t_1 nella figura 1), in generale non risulta esattamente

(9) L'errore di allineamento angolare è misurato dall'angolo compreso tra il piano verticale contenente l'asse di oscillazione dell'àncora mobile ed il piano verticale contenente la tangente all'asse del solco (in assenza di segnale).

normale all'asse del solco (10). Facilmente si può dimostrare che questa circostanza introduce una distorsione di forma di entità tanto maggiore quanto più grande è l'errore di allineamento angolare e quanto più piccolo è il rapporto tra il periodo T e l'ampiezza A del segnale (11).

Nella figura 9, d rappresenti il segnale di forma sinoidale tracciato dal fonoincisore e y' sia la direzione secondo la quale si sposta l'ago del riproduttore. Notisi che in corrispondenza dello stesso valore di x, ad esempio nel punto B, lo spostamento BF dell'ago del riproduttore differisce dallo spostamento corrispondente BD dell'ago del fonoincisore. In queste condizioni la legge di variazione dello spostamento dell'ago del riproduttore non risulta sinoidale. Infatti, posto:

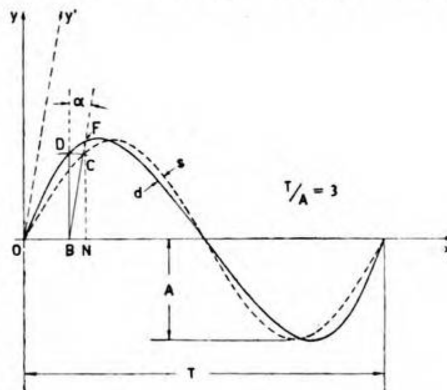


Fig. 9. — Distorsione di forma prodotta da errore di allineamento angolare.

$$OB = x = \omega t \quad , \quad BF = y'_1 ,$$

si ha:

$$NF = y'_1 \cos \alpha$$
$$ON = OB + BN = \omega t + y'_1 \operatorname{sen} \alpha$$
$$y'_1 \cos \alpha = \operatorname{sen} (\omega t + y'_1 \operatorname{sen} \alpha)$$

[4] $$y'_1 = \frac{\operatorname{sen} (\omega t + y'_1 \operatorname{sen} \alpha)}{\cos \alpha} .$$

Trasformando la relazione [4] in una forma più esplicita e sviluppandola in serie di Fourier, si determina l'ampiezza degli armonici e quindi il fattore di distorsione in funzione dell'errore di allineamento angolare. Poichè il massimo valore assunto dal rapporto T/A risulta all'incirca uguale a 16 e si manifesta per una frequenza intorno a 500 hertz, l'applicazione della formula [4] permette di dedurre che, per un errore di

(10) Benchè siano state ideate varie disposizioni meccaniche, piuttosto complesse, esenti da errore di allineamento angolare, in pratica si adopera quasi esclusivamente la disposizione meccanica convenzionale (fig. 1).

(11) B. Onley: Distorsion and record wear - Electronics, 1937, X, p. 19.
C. J. Le Bell: Quality in disc reproduction - Electronics, 1937, X, p. 25.
M. Di Toro: J. S. M. P. E., 1937, XXIX, p. 493.

allineamento angolare di ± 6° (12) il fattore di distorsione risulta intorno al 4 % (13).

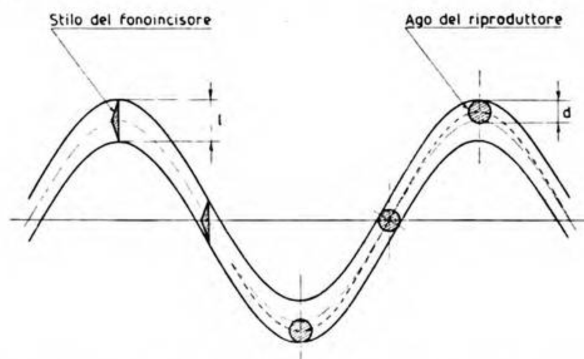


Fig. 10. — Giacitura anormale dell'ago del riproduttore, causata dalla forma del solco.

— - — - — Traccia, sinoidale, del centro dello stilo del fonoincisore, di larghezza l.

- - - - - - - - Traccia, non sinoidale, del centro dell'ago del riprodut-tore, di diametro d.

b) Una distorsione di forma di entità circa uguale alla precedente ha le sue origini nella particolare forma del solco tracciato dal fonoincisore. In base a questo fatto la traccia del centro dell'ago del riproduttore (supposta la sua estremità di forma sferica) non risulta sinoidale, come è chiaramente visibile nella figura 10. Tale distorsione di forma è stata oggetto di ricerche teoriche e sperimentali molto estese (14) e le principali conclusioni a cui si è giunti sono le seguenti: la distorsione è dovuta essenzialmente ad armonici di ordine dispari, e dipende dal periodo e dalla ampiezza del segnale ed inoltre dal valore del raggio

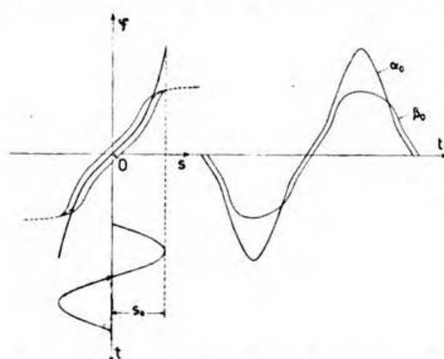


Fig. 11. — Illustrazione della distorsione di forma prodotta dall'andamento non lineare della funzione $\varphi = f(s)$ e dalla saturazione dell'àncora mobile nel caso di àncora centrata.

(12) Rappresenta il più piccolo valore praticamente ottenibile.
(13) Loc. cit. nota (11).
(14) J. A. PIERCE a. F. V. HUNT: On distorsion in sound reproduction

di curvatura della estremità dell'ago. Pur risultando il fattore di distorsione di valore relativamente limitato (intorno al 5 %) questa distorsione è particolarmente nociva essendo prevalentemente composta da armonici di ordine elevato.

c) La relazione $\varphi = f(s)$ che lega il flusso φ che attraversa l'àncora mobile allo spostamento *s* dell'ago, presenta, in corrispondenza dell'origine (posizione di riposo dell'àncora mobile), un punto di flesso (fig. 11 e 12). Si deduce pertanto che, affinchè la tensione indotta nell'avvolgimento non risulti affetta da un'accentuata distorsione di forma è indispensabile che gli spostamenti dell'àncora mobile siano molto piccoli. Nelle stesse figure sono indicati tipi caratteristici, ottenuti per costruzione grafica, di distorsione di forma originate da spostamenti di eccessiva ampiezza, sia nel caso di una àncora centrata (curva α_0 nella figura 11), sia nel caso in cui l'àncora mobile non sia perfettamente centrata rispetto alle espansioni polari (curva α' nella figura 12).

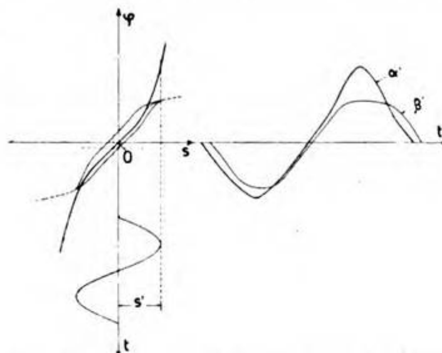


Fig. 12. — Come nella figura 11 per il caso di un'àncora mobile non perfettamente centrata.

d) La saturazione magnetica dell'àncora mobile, sempre accompagnata da fenomeni isteretici, origina distorsioni di forma del tutto caratteristiche. Nella figura 11 è indicata la distorsione di forma di un sistema centrato (curva β_0) e nella figura 12 la distorsione di forma di un sistema non perfettamente centrato (curva β').

8. - Risultati sperimentali.

Nel seguito vengono riportati e discussi i risultati ottenuti in un ciclo di misure relative ad un certo numero di rilevatori di tipo elettromagnetico a ferro mobile.

a) *Caratteristica di frequenza.* Il prelevamento della caratteristica

---

from phonograph records - J. A. S. A., 1938, X, p. 14.

M. KLUGE: Frequenzgang und Plattenbeanspruchung von Tonabnehmern - H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XL, p. 55.

R. BIERE: Ein Beitrag zur Theorie der Schallplatte - A. Z., 1939, IV, p. 238.

di frequenza è stato effettuato adoperando un segnale campione a frequenza variabile con continuità (15).

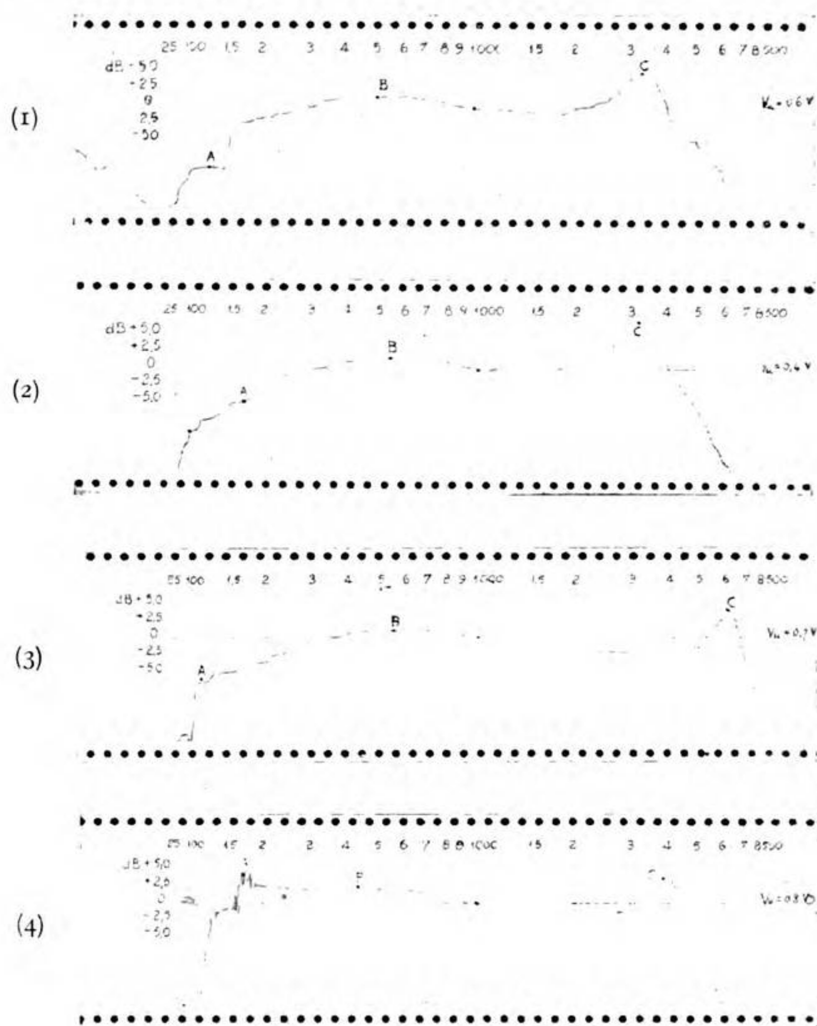


Fig. 13. — Caratteristica di frequenza di alcuni rilevatori elettrofonografici a ferro mobile, nei quali la correzione dell'andamento della caratteristica è ottenuta esclusivamente per via meccanica.

(15) Il prelevamento della caratteristica di frequenza di un rilevatore può essere effettuato in modo discontinuo, per punti, oppure in modo con-

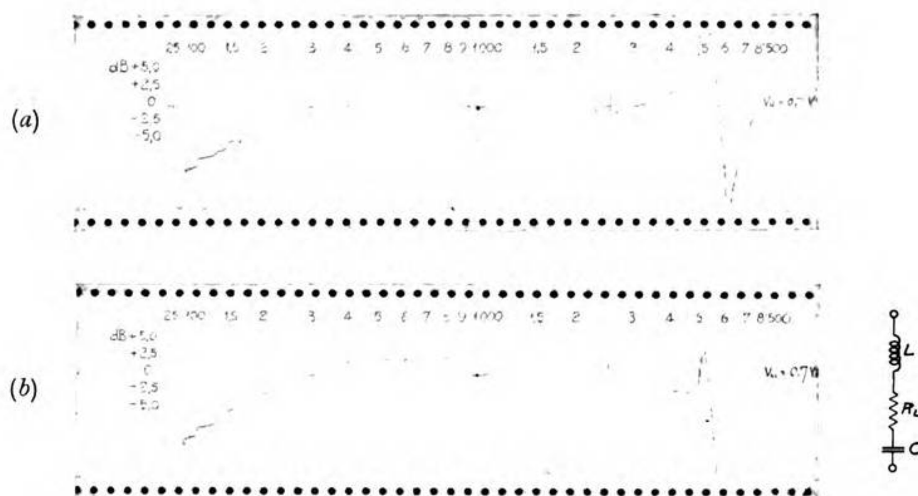


Fig. 14. — Esempio di correzione elettrica della caratteristica di frequenza di un rilevatore a ferro mobile in corrispondenza delle frequenze più elevate (depressione della caratteristica): *a*) caratteristica di frequenza originaria; *b*) caratteristica di frequenza corretta.

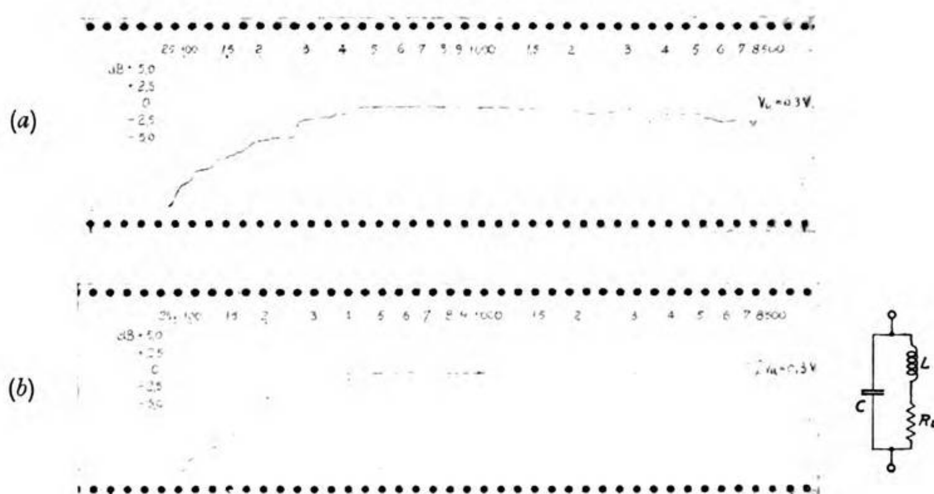


Fig. 15. — Esempio di correzione elettrica della caratteristica di frequenza di un rilevatore a ferro mobile, in corrispondenza delle frequenze più alte (elevazione della caratteristica): *a*) caratteristica di frequenza originaria; *b*) caratteristica di frequenza corretta.

Nella figura 13 sono riportati i risultati ricavati su di un certo numero di rilevatori nei quali la correzione della caratteristica verso le frequenze più basse è ottenuta utilizzando la prima frequenza di riso-

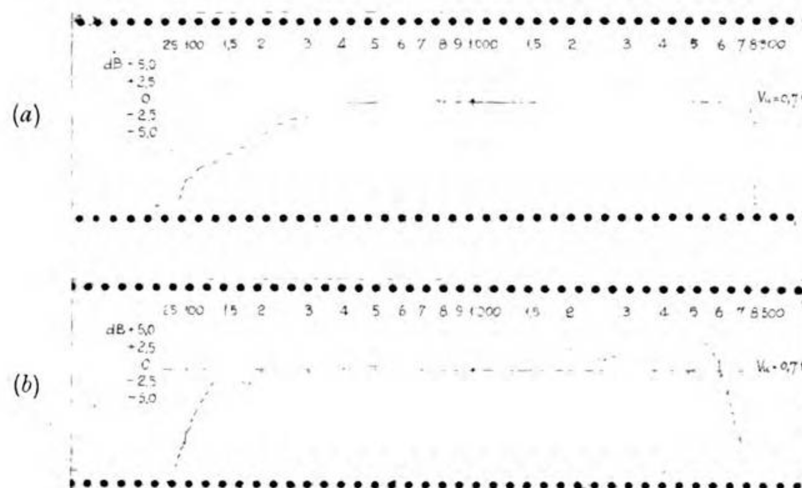


Fig. 16. — Esempio di correzione elettrica della caratteristica di frequenza di un rilevatore a ferro mobile, in corrispondenza di entrambe le regioni estreme della caratteristica; il circuito all'uopo adottato è quello riprodotto in figura 7: *a*) caratteristica di frequenza originaria; *b*) caratteristica di frequenza corretta.

nanza meccanica del sistema. L'esame di questo gruppo di caratteristiche mette anzitutto in rilievo come, almeno per i rilevatori sperimentati, la correzione della caratteristica così ottenuta non sia molto efficiente ed inoltre che essa origina varie irregolarità nell'andamento della caratteristica stessa. Sono chiaramente visibili punti di massimo A, B, C

---

tinuo, automatico. Nel primo caso il segnale campione è costituito da una sinusoide, incisa su appositi dischi, la cui frequenza varia in modo discontinuo tra 25 e 8500 hertz. La tensione erogata dal rilevatore viene misurata mediante un voltmetro elettronico di opportune caratteristiche; i risultati vengono infine riportati in un grafico avente per ascisse le frequenze (in scala logaritmica) e per ordinate i rapporti, espressi in decibel, tra la tensione erogata in corrispondenza della frequenza in esame e quella corrispondente a una frequenza di riferimento (per lo più 1000 hertz).

Nel prelevamento continuo il segnale campione è costituito da una sinusoide, incisa su un apposito disco, la cui frequenza varia con continuità e con legge opportuna, per lo più logaritmica, tra 25 e 8500 hertz; la tensione erogata viene applicata ad un registratore logaritmico di opportune caratteristiche.

a cui corrispondono le tre frequenze di risonanza f_{01}, f'_{01}, f_{02}, prima definite.

Nella figura 14 *a* è riportata la caratteristica di frequenza di un rilevatore presentante un'accentuata sopraelevazione in corrispondenza della seconda frequenza di risonanza meccanica, nella figura 14 *b* la corrispondente caratteristica di frequenza corretta con il dispositivo elettrico, riprodotto accanto; il raffronto delle due caratteristiche permette di rilevare l'efficienza della correzione. Nella figura 15 sono riportate rispettivamente la caratteristica originaria *a*) e quella corretta *b*) di un rilevatore sul quale si è effettuata una correzione nel senso di provocare una sopraelevazione della caratteristica verso le frequenze più elevate. Nella figura 16 infine è dimostrata la possibilità di ottenere la correzione elettrica della caratteristica di frequenza in entrambi i suoi estremi; il circuito all'uopo adoperato è quello stesso riprodotto in figura 7 *a*.

La particolare regolarità delle caratteristiche di frequenza corrette con mezzi elettrici autorizza ad attribuire una netta superiorità a questa forma di correzione rispetto a quella compiuta mediante fenomeni di risonanza meccanica.

b) *Caratteristica di forma.* Come già si è avuto occasione di dire, in un rilevatore elettrofonografico le cause di distorsione di forma sono molteplici. Allo scopo di formarsi un'idea concreta della entità della distorsione di forma e della eventuale possibilità di diagnosticarne le origini, in base ai tipi di deformazione prima indicati, si sono prelevati gli oscillogrammi della tensione erogata, per diversi valori della frequenza, da alcuni dei rilevatori sui quali era stata prelevata la caratteristica di frequenza. I risultati di questa ricerca sono compendiati negli oscillogrammi delle figure 17, 18, 19, 20 e 21, nelle quali è indicato il valore delle frequenze e, per alcuni di essi, la forma caratteristica di deformazione della tensione erogata (secondo la distinzione fatta trattando delle varie cause di distorsione di forma).

La grave distorsione di forma presentata dagli oscillogrammi $\varkappa$ della figura 17 è dovuta a discontinuità nel contatto tra l'ago del riproduttore ed il solco del disco, da attribuirsi ad un errato proporzionamento tra la massa e la cedevolezza del rilevatore, più precisamente tra la massa m_1 e la cedevolezza C_{m1} di figura 5. Analogo fenomeno si manifesta nell'intorno della frequenza di risonanza meccanica per il rilevatore le cui caratteristiche di forma sono riprodotte nella figura 20. Per ultimo si rileva che la deformazione indicata con H, che si osserva negli oscillogrammi di figura 19, è prodotta da vibrazioni del braccio, di natura anelastica, dovute all'esistenza di un gioco nei perni.

Di particolare rilievo sono i risultati ottenuti con il rilevatore nel quale la correzione dell'andamento della caratteristica di frequenza è conseguita, in entrambi i suoi estremi, per via elettrica (fig. 21); si nota infatti che in questo caso la distorsione di forma, anche in corri-

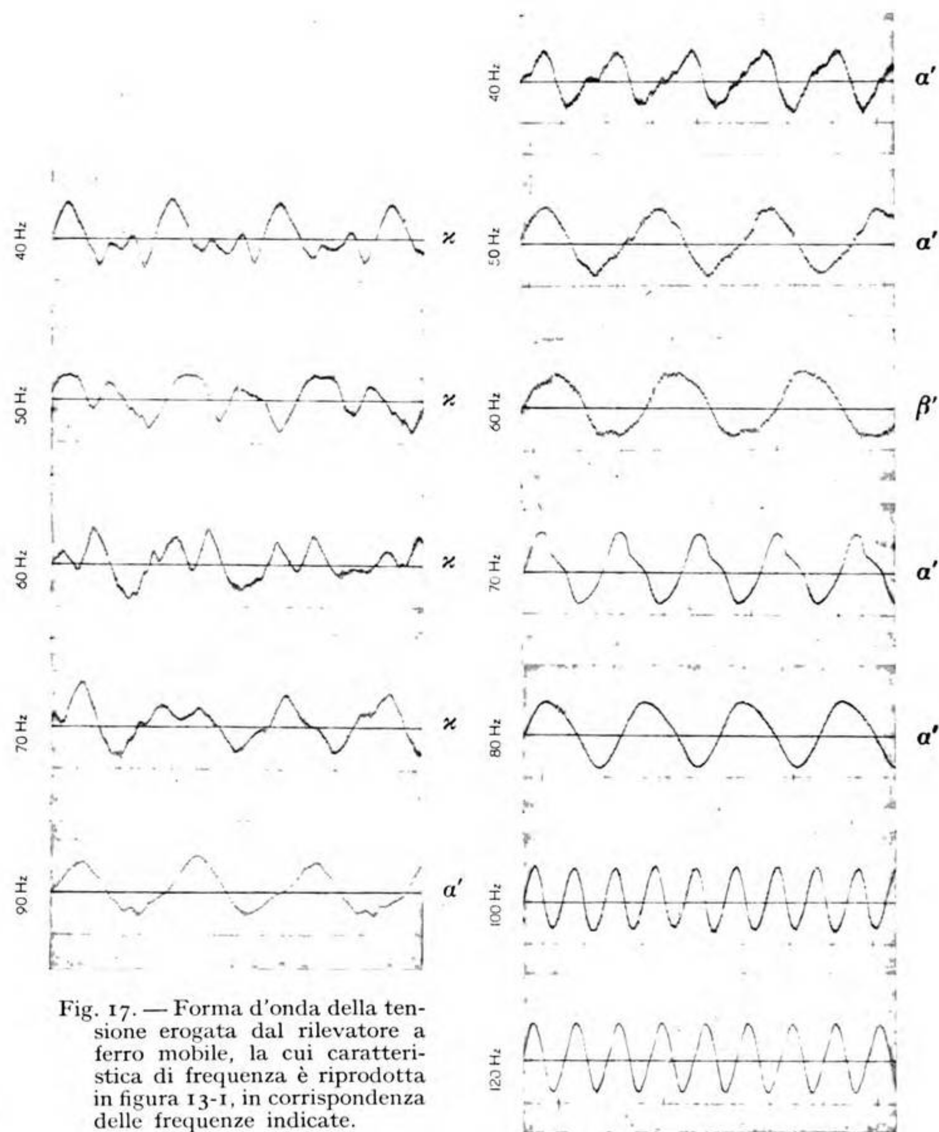


Fig. 17. — Forma d'onda della tensione erogata dal rilevatore a ferro mobile, la cui caratteristica di frequenza è riprodotta in figura 13-1, in corrispondenza delle frequenze indicate.

Fig. 18. — Forma d'onda della tensione erogata dal rilevatore a ferro mobile, la cui caratteristica di frequenza è riprodotta in figura 13-2, in corrispondenza delle frequenze indicate.

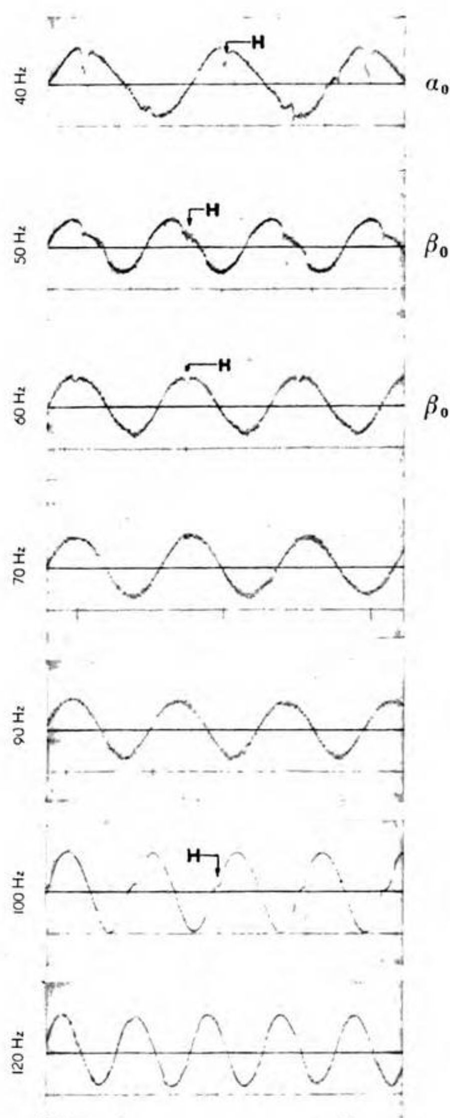


Fig. 19. — Forma d'onda della tensione erogata dal rilevatore a ferro mobile, la cui caratteristica di frequenza è riprodotta in figura 13-3, in corrispondenza delle frequenze indicate.

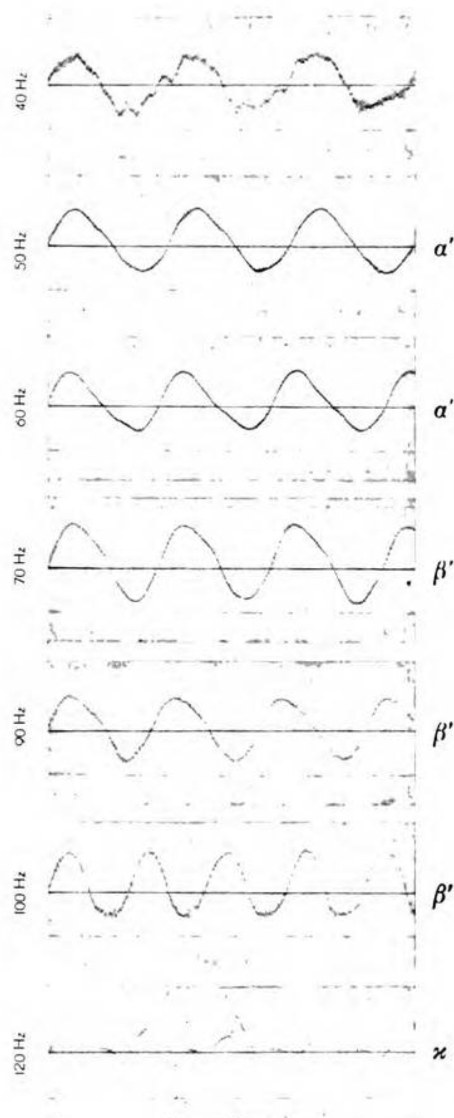


Fig. 20. — Forma d'onda della tensione erogata dal rilevatore a ferro mobile, la cui caratteristica di frequenza è riprodotta in figura 13-4, in corrispondenza delle frequenze indicate.

spondenza alle frequenze più basse, è contenuta entro limiti molto ristretti.

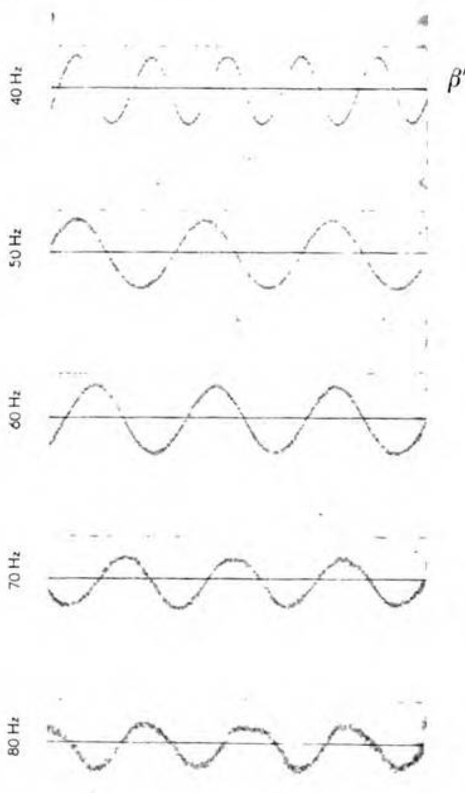


Fig. 21. — Forma d'onda della tensione erogata dal rilevatore a ferro mobile, la cui caratteristica di frequenza è riprodotta in figura 16, in corrispondenza delle frequenze indicate.

9. - Conclusioni.

I richiami di carattere generale che precedono, ed i risultati sperimentali di cui si dà notizia, mostrano la possibilità di raggruppare i rilevatori elettromagnetici a ferro mobile in due categorie, scegliendo quale caratteristica distintiva il mezzo (meccanico od elettrico) utilizzato per creare una sopraelevazione della caratteristica di frequenza verso le frequenze più basse, atta a compensare la depressione della caratteristica stessa dovuta alla caratteristica di ampiezza dei fonoincisori.

In base a tali criteri si hanno: *a*) rilevatori nei quali la correzione dell'andamento della caratteristica verso le basse frequenze è ottenuta utilizzando la prima frequenza di risonanza meccanica; *b*) rilevatori nei quali la correzione della caratteristica di frequenza verso le frequenze più basse (ed eventualmente la delimitazione della caratteristica stessa verso le frequenze più alte) è ottenuta mediante un circuito elettrico di configurazione opportuna.

I rilevatori appartenenti alla prima categoria presentano vari inconvenienti, precisamente: la caratteristica di frequenza, in generale, è alquanto irregolare; la distorsione di forma nella regione delle frequenze più basse ($<$ 250 hertz) è per lo più alquanto rilevante [16]. A differenza,

(16) È questo un grave inconveniente in quanto le prime armoniche, che in generale hanno maggiore ampiezza, vanno a cadere nella regione

i rilevatori della seconda categoria, peraltro di concezione recente, presentano una caratteristica di frequenza molto regolare e distorsione di forma molto piccola.

Quanto esposto porta a ritenere che ulteriori progressi in questo campo assai delicato della tecnica elettroacustica, saranno resi possibili seguendo il principio di spostare le due frequenze di risonanza meccanica principali all'esterno della gamma di frequenze utile dei fonoincisori, conformando in modo opportuno le varie parti meccaniche, e correggendo la caratteristica di frequenza esclusivamente con mezzi elettrici (17).

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

della caratteristica di frequenza in corrispondenza della quale l'orecchio umano presenta la maggiore sensibilità.

(17) Gli esemplari dei rilevatori elettrofonografici di varia provenienza, sui quali si sono svolte le ricerche qui riportate, sono stati gentilmente prestati dalle Officine Elettromeccaniche C. e E. Bezzi.

LETTERE AL DIRETTORE

Piccole tensioni a radiofrequenza.

Ho letto con molto interesse l'articolo dell'ingegnere Andrea Pinciroli sulla produzione e misura delle piccole tensioni a radiofrequenza, pubblicato nel numero di giugno di A. F. Ritenendo che sia intenzione dell'Autore di proseguire lo studio dal punto di vista sperimentale allo scopo di fissare l'effettiva portata pratica del sistema da lui presentato, penso possano interessare alcune osservazioni di carattere generale, che ho avuto occasione di fare in proposito.

1) Nell'attuare l'apparato descritto sembra opportuno di dover tener conto delle armoniche, che sicuramente sono presenti nel segnale ad alta frequenza impresso all'ingresso del circuito di taratura. Infatti si può vedere che una debole seconda armonica della tensione di ingresso può ridurre notevolmente la precisione della misura. Di ciò ci si convince facilmente riferendosi ai seguenti dati relativi al tubo EF8, ricavati dal grafico di figura 9 dell'articolo in questione: $V_{0a} = V_{0g3} = 200\ V$, $V_{cg1} = -2\ V$, $f^{I} = 1{,}2\ mA/V$, $f^{II} = 0{,}4\ mA/V^2$, $f^{IV} = 0$. *Se ci si riferisce allo schema della figura 6 e si fissa un valore di* $1\ \Omega$ *per la resistenza* R *di uscita, si trova che, per ottenere* $1\ \mu V$ *alla frequenza* $2f$ *ai capi della stessa resistenza, è necessario applicare all'ingresso una tensione a frequenza* f *di* $0{,}05\ V$. *Se si ammette uno squilibrio di* ± 5 *per cento fra le correnti anodiche dei due tubi, si trova che la stessa tensione di uscita di* $1\ \mu V$, *a frequenza* $2f$, *sarebbe generata da una tensione di ingresso a frequenza* $2f$ *di* $0{,}01\ V$, *cioè da un 20 per cento di seconda armonica presente all'ingresso. Quindi perchè l'errore dovuto alla presenza di seconda armonica nell'ingresso sia ridotto a meno dell'1 per cento, detta seconda armonica deve avere ampiezza inferiore al 2 per mille della fondamentale.*

Dato questo valore estremamente piccolo di seconda armonica e tenuto conto della forma d'onda dei normali generatori, si rende necessario provvedere all'ingresso dell'apparato di taratura un sistema filtrante molto efficace, studiato con cura particolare.

2) Si deve ancora osservare che, nelle stesse condizioni di squilibrio prima definite, all'uscita, oltre alla tensione a frequenza $2f$ *si ritrova una tensione a frequenza* f, *di ampiezza cinque volte superiore alla prima per* $R = 1\ \Omega$. *Si rende quindi indispensabile, in fase di attuazione speri-*

mentale, introdurre un filtro opportuno tra l'uscita del dispositivo di taratura e l'amplificatore accordato, allo scopo di evitare una nuova formazione di seconda armonica, dovuta alle distorsioni nei tubi dell'amplificatore.

3) L'ingegnere Pinciroli non ha ritenuto opportuno dilungarsi nella descrizione del dispositivo di compensazione della corrente continua anodica, il quale tuttavia presenta grandi difficoltà di attuazione pratica. Infatti per lo stesso tubo e nelle stesse condizioni, quando sia $R = 1\ \Omega$, al manifestarsi della tensione di uscita di 1 μV corrisponde la variazione di corrente anodica dei due tubi di 1,41 μA, che deve essere letta a meno dell'1 per cento su una corrente di 8,8 mA. Il misuratore di uscita deve quindi apprezzare circa 10^{-8} A su 10^{-2} A.

Tutti questi calcoli sono fondati sui valori delle derivate delle caratteristiche, che l'Autore ha ricavato graficamente. E' però noto da tempo che le derivate di ordine elevato delle caratteristiche dei tubi, come rilevate sperimentalmente, hanno un andamento molto capriccioso, dovuto alle piccole irregolarità strutturali del sistema elettrodico. Esse rendono molto incerto il calcolo preventivo dell'errore di misura, quando non sia suffragato da verifiche sperimentali.

4) Finalmente si ricorda che per scopi analoghi il sistema è stato proposto da W. F. Diehl (A Standard Microvolter Using Second Harmonic Principle - Electronics, luglio 1932, V, pag. 230-231 e 264). In tale occasione sono già stati verificati alcuni degli inconvenienti qui segnalati, per cui il metodo stesso è stato praticamente abbandonato. Sono in seguito stati proposti metodi più precisi, ma naturalmente più complessi, tra cui si può segnalare quello descritto nella rivista « The General Radio Experimenter » (agosto-settembre 1937, XII, pag. 8-10).

5) Ad ogni modo sembra opportuno precisare il campo di frequenza in cui si intende di usare il metodo di misura, perchè indubbiamente oltre una certa frequenza sarà necessario tener conto dei possibili accoppiamenti tra i vari organi.

Sarò lieto se queste osservazioni potranno essere utili alla definitiva attuazione del sistema.

Milano, agosto 1939-XVII.
R. Politecnico.

GIOVANNI BOZZI.

***

Le varie osservazioni contenute nella lettera dell'ingegnere Bozzi — oltre il giusto rilievo della priorità di altri scritti, che non mi erano noti — sono da considerarsi un non trascurabile contributo all'analisi delle cause che possono infirmare la precisione ottenibile con il metodo per la produzione di piccole tensioni calibrate. Ad esse si rivolgerà la maggiore attenzione nel corso del completamento dello studio dal punto di vista sperimentale.

L'inevitabile presenza di armoniche nel segnale applicato al circuito di taratura costituisce indubbiamente una delle limitazioni nella precisione

ottenibile; senonchè la valutazione numerica illustrata dall'ingegnere Bozzi sembra doversi considerare eccessivamente pessimistica. Trattandosi infatti di un dispositivo di misura, i due tubi che entrano a far parte della disposizione riportata nella figura 6 dell'articolo, devono essere scelti con cura, affinchè le inevitabili differenze tra i vari parametri corrispondenti (particolarmente la transconduttanza differenziale nel punto di funzionamento) siano contenute entro limiti ristretti (1)*: ad esempio, l'uno per cento (e non il dieci per cento, come assunto nella lettera precedente). Rifacendo in tale ipotesi i calcoli per lo stesso punto di funzionamento ivi prescelto e per* $R = 1\ \Omega$*, si trova che, perchè l'errore nella valutazione della tensione a frequenza* $2f$*, dovuta alla presenza della seconda armonica nella tensione a frequenza* f *applicata all'ingresso del dispositivo, sia minore dell'uno per cento, l'ampiezza della seconda armonica stessa deve risultare minore del due per cento della fondamentale; condizione questa generalmente soddisfatta, anche per gli oscillatori a radiofrequenza di tipo corrente.*

Per quanto concerne l'ampiezza della tensione a frequenza f *che si manifesta agli estremi della resistenza* R*, si nota che, con le condizioni di squilibrio ammesse, essa risulta di soli 0,5* μV*; non sembra quindi essenziale anteporre all'amplificatore accordato un filtro avente lo scopo di eliminare il sovraccarico dell'amplificatore dovuto alla presenza della fondamentale.*

Per quanto si riferisce infine al dispositivo di compensazione della corrente continua anodica, si osserva che, assegnando alla resistenza R *un valore opportuno e scegliendo un punto di funzionamento dei tubi appropriato (come d'altronde è suggerito nell'appendice dell'articolo), è possibile ridurre grandemente gl'inconvenienti segnalati. Infatti, assegnando alla resistenza* R *il valore di* $0,1\ \Omega$ *e scegliendo per la tensione di polarizzazione il valore di — 27* V*, la tensione utile di 1* μV *corrisponde ad una variazione della corrente continua di 14,1* μA*, valore questo che può essere letto agevolmente su uno strumento della portata di 15* μA*. In tali condizioni, il rapporto tra la variazione della corrente continua che accompagna la produzione della seconda armonica, e la corrente di riposo dei due tubi risulta* $14{,}1 \cdot 10^{-6}/(4 \cdot 10^{-4})$*; per conseguire una precisione dell'uno per cento della tensione calibrata, il dispositivo predisposto per compensare la corrente continua anodica deve quindi avere una stabilità dell'ordine di 0,35 per mille, condizione quest'ultima che non sembra presentare eccessive difficoltà di attuazione pratica.*

Torino, settembre 1939-XVII.
Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

ANDREA PINCIROLI.

(1) Questa condizione è pure ottenibile, in maniera relativamente semplice, utilizzando tubi che presentino un maggiore scostamento tra i parametri corrispondenti e ricorrendo ai noti sistemi di compensazione (resistenze disposte rispettivamente in serie ed in parallelo agli anodi dei tubi).

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

H. F. OLSON — **Altoparlanti a bobine multiple ed a coni multipli.** (J. A. S. A., aprile 1939, X, 4, pag. 305-312, con 10 fig.).

I problemi fondamentali da risolvere per ottenere un altoparlante di elevata fedeltà sono quelli di stabilire una grande resistenza di radiazione alle basse frequenze e di limitare l'inerzia meccanica a valori piccoli, affinchè possano essere riprodotte anche le alte ed altissime frequenze. Si deve pure avere assenza di vibrazioni anormali del cono, il che si ottiene dando ad esso una certa pesantezza, ed inoltre si devono raggiungere valori soddisfacenti di rendimento.

Tutti questi requisiti non possono essere praticamente soddisfatti in un altoparlante di tipo normale. Per esempio, l'ottimo rendimento che corrisponde all'eguaglianza della massa della bobina alla massa

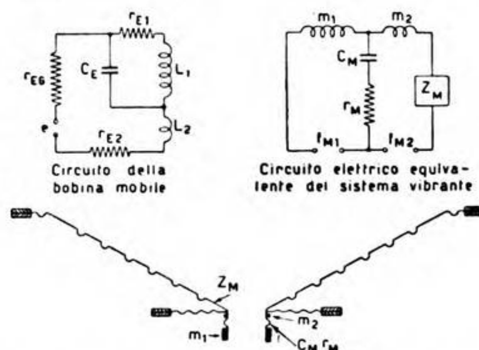


Fig. 1. — Sezione di un altoparlante con due bobine e un solo cono: r_{EG} ed e, resistenza interna e f. e. m. del generatore; r_{E1} ed L_1, resistenza e induttanza della bobina grande; r_{E2} ed L_2, resistenza e induttanza della bobina piccola; C_E, capacità del condensatore in parallelo alla bobina grande; m_1, massa della bobina grande; m_2, massa della bobina piccola; Z_M, impedenza meccanica del cono; C_M ed r_M, cedevolezza e resistenza meccanica della corrugazione; f_{M1}, forza generata nella bobina grande; f_{M2}, forza generata nella bobina piccola.

complessiva del cono, si consegue con facilità soltanto per le basse e le medie frequenze.

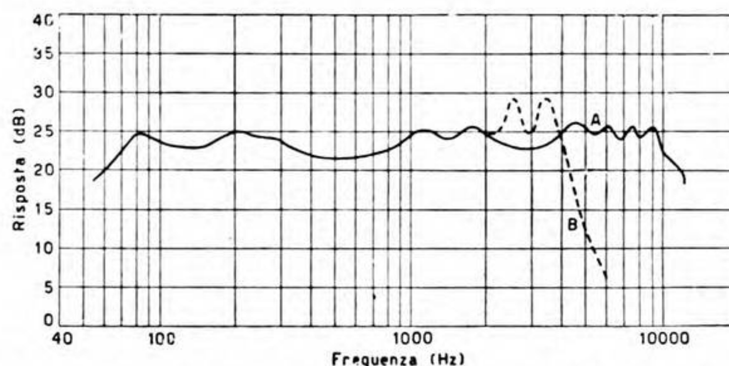


Fig. 2. — *A*, caratteristica di risposta di un altoparlante a due bobine ed un solo cono; *B*, caratteristica di risposta del medesimo cono comandato da una sola bobina.

Una soluzione più completa del problema è possibile con l'unione di più sistemi vibranti, ciascuno dei quali riproduca il meglio possibile

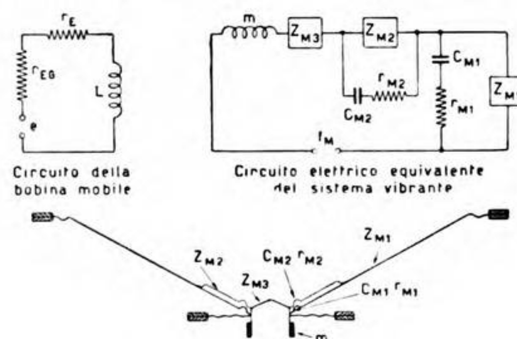


Fig. 3. — Sezione di un altoparlante a coni multipli e ad una sola bobina: r_{EG} ed e, resistenza interna e f.e.m. del generatore; r_E, L, m, resistenza, induttanza e massa della bobina mobile; Z_{M1}, Z_{M2} e Z_{M3}, impedenze meccaniche dei coni di diametro grande, medio e piccolo; C_{M1}, r_{M1}, C_{M2}, r_{M2}, cedevolezza e resistenza meccanica della corrugazione del cono grande e del cono medio, ordinatamente; f_M, forza generata nella bobina mobile.

una determinata gamma di frequenze. Si sono così attuati altoparlanti a cono semplice e a bobina doppia, ottenuta dividendo la usuale bobina in due parti m_1 ed m_2 disuguali e separate da una corrugazione C_M r_M

(fig. 1). La bobina doppia riduce la reattanza della massa e l'impedenza elettrica alle alte frequenze; usando, come in figura, un cono corrugato,

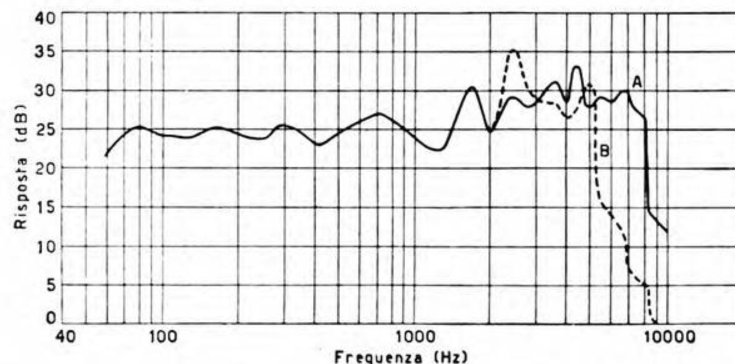


Fig. 4. — *A*, caratteristica di risposta di un altoparlante a cono multiplo e ad una sola bobina mobile; *B*, caratteristica di risposta di un altoparlante costruito con il solo cono grande comandato dalla stessa bobina mobile.

si riduce ulteriormente la reattanza effettiva della massa. La figura 2 riporta le caratteristiche di risposta di tale altoparlante.

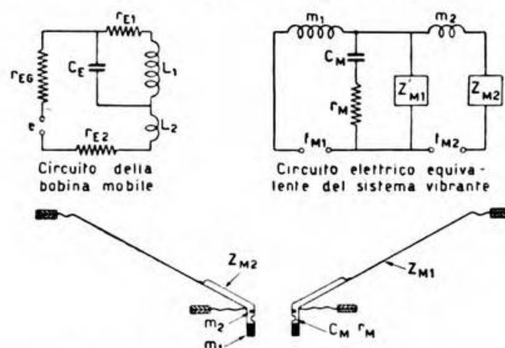


Fig. 5. — Sezione di un altoparlante con doppia bobina e doppio cono: r_{EG} ed e, resistenza interna e f. e. m. del generatore; r_{E1}, L_1, m_1, r_{E2}, L_2, m_2, resistenza, induttanza e massa della bobina grande e piccola, ordinatamente; C_E, capacità del condensatore in parallelo alla bobina grande; Z_{M1} e Z_{M2}, impedenza meccanica del cono grande e del cono piccolo; C_M ed r_M, cedevolezza e resistenza meccanica della corrugazione; f_{M1}, f_{M2}, forza generata nella bobina grande e piccola, rispettivamente.

La figura 3 mostra un altoparlante a bobina semplice ma munito di cono multiplo. In esso la banda delle frequenze alte viene allargata

riducendo l'impedenza del cono con l'accoppiarlo alla bobina mobile *m* per mezzo di due coni minori, separati tra loro da opportune corrugazioni

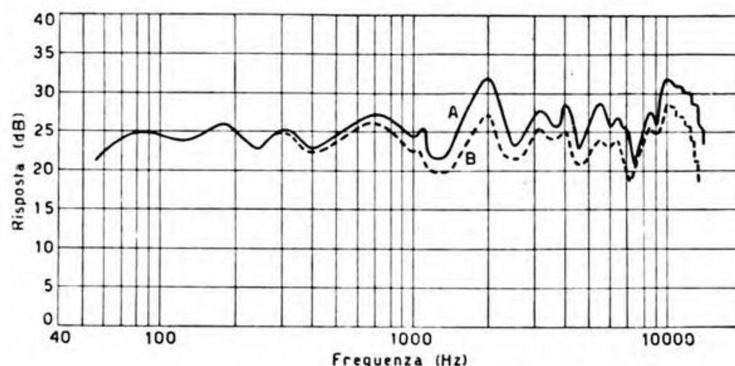


Fig. 6. — *A*, caratteristica di risposta di un altoparlante a doppia bobina e a doppio cono aventi il medesimo asse; *B*, analoga caratteristica in una direzione deviata di 30° rispetto all'asse.

$C_{M1}\,r_{M1}$ e $C_{M2}\,r_{M2}$. Con questa riduzione di impedenza si può aumentare la banda delle frequenze alte di circa un'ottava, come risulta dalla figura 4.

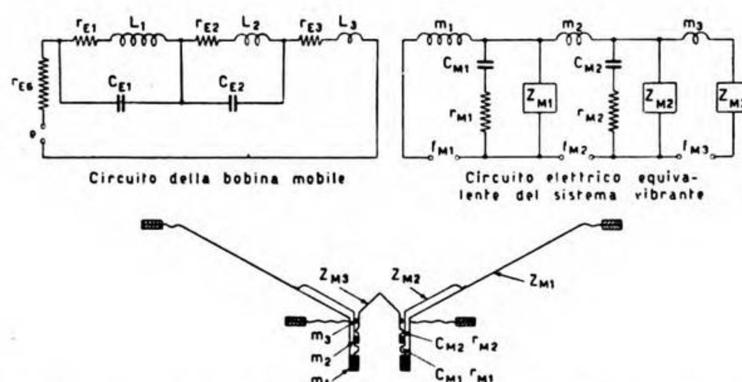


Fig. 7. — Sezione di un altoparlante con cono multiplo e bobina multipla: r_{EG} ed e, resistenza interna e f. e. m. del generatore; r_{E1}, L_1, m_1, r_{E2}, L_2, m_2, r_{E3}, L_3, m_3, resistenza, induttanza e massa della bobina grande, media e piccola, ordinatamente; Z_{M1}, Z_{M2}, Z_{M3}, impedenza meccanica del cono grande, medio e piccolo; C_{M1} e r_{M1}, cedevolezza e resistenza meccanica della corrugazione che separa la bobina grande dalla media; C_{M2} e r_{M2}, cedevolezza e resistenza meccanica della corrugazione che separa la bobina media dalla piccola; f_{M1}, f_{M2} e f_{M3}, forza generata nella bobina grande, media e piccola, rispettivamente.

Un altoparlante con doppia bobina e doppio cono è rappresentato nella figura 5. Il cono più grande è collegato alla bobina maggiore m_1, mentre il cono più piccolo è collegato alla bobina minore m_2, separata dalla prima da una corrugazione. Questo sistema equivale all'insieme di due altoparlanti distinti. Il vantaggio risiede nell'uso di un solo campo di eccitazione e nel minore spazio occupato. La curva di risposta di figura 6 indica i risultati che si conseguono con questo tipo di altoparlante, il quale consente di riprodurre frequenze fino a 14 000 Hz, ed è inoltre assai meno direttivo di quello a cono unico.

La figura 7 mostra infine un altoparlante del tipo a cono multiplo e bobina multipla che comporta tre coni e tre bobine; evidentemente con esso si raggiungono caratteristiche ancor più soddisfacenti. Si giunge con uniformità fino alle frequenze più alte della gamma udibile, ed oltre ai vantaggi provenienti dalla riduzione di spazio e dall'uso di un solo campo di eccitazione, si ha un rendimento quasi doppio di quello ottenibile con i tre altoparlanti separati. Risulta pure una migliore distribuzione di suono dovuta al fatto che gli assi dei tre coni coincidono.

A. Mn.

LINEE E CONDUTTURE.

W. Waldow, W. Spang e W. Fritzsche — **Ricerche sulle condizioni di trasmissione, su linee aeree, di frequenze comprese tra 55 e 1600 kHz con particolare riguardo alle esigenze della telediffusione.** (T. F. T., marzo 1939, XXVIII, 3, pag. 93-100, con 25 fig.).

L'utilizzazione delle linee aeree, già intensificata per effetto della vasta applicazione della telefonia a frequenza vettrice inferiore a 100 kHz, può essere ancora accresciuta con l'esercizio, sulle linee medesime, di servizi di telediffusione. Occorre perciò conoscere come tali linee si comportino per le frequenze vettrici usate per quest'ultimo scopo, che sono, di solito, comprese tra 150 e 250 kHz, ma possono, talvolta, scendere fino a 100 kHz e salire fino a 300 kHz.

Le misure, eseguite su normali circuiti telefonici bifilari di bronzo da 3 mm, con una distanza tra i fili di 15 cm, sono state estese anche, in parecchi casi, alla gamma assai più ampia 55 ÷ 1600 kHz e costituiscono una documentazione assai utile per chi sia chiamato ad occuparsi di problemi di questo genere. I circuiti di prova erano due, paralleli, affiancati sulla stessa mensola, a distanza di 15 cm l'uno dall'altro. Sulla stessa palificazione si trovavano altri circuiti, su mensole sottostanti alla precedente, alla distanza di 80 cm (distanza normale tra due mensole 40 cm). Si è riscontrato che tali circuiti non esercitano effetto sensibile sui precedenti.

Se i due circuiti in prova sono privi di incroci, le caratteristiche dell'uno non sono influenzate dalla presenza dell'altro e risultano sensibilmente coincidenti con quelle previste dal calcolo: impedenza d'onda pressochè reale, uguale a 500 Ω circa; velocità di propagazione 286 000

km/s; costante di attenuazione crescente uniformemente da 0,015 a 0,085 N/km col crescere della frequenza da 50 a 1600 kHz. Se però i fili di uno dei circuiti vengono incrociati a intervalli regolari, l'impedenza caratteristica e la costante di attenuazione dell'altro risultano notevolmente modificate per le frequenze per cui il passo di incrocio risulta uguale a un multiplo dispari di un quarto d'onda. L'impedenza caratteristica raggiunge il valore di 3000 Ω con angolo compreso tra + 60° e — 60°; la costante di attenuazione diviene ben sette od otto volte maggiore di quella competente alla stessa frequenza in assenza di incroci. È da notare inoltre che raramente i circuiti esistenti in pratica sono da considerare omogenei, e ciò per effetto della interposizione di cavetti di raccordo di varia lunghezza e in vario numero. Per effetto di tali inevitabili punti di riflessione, l'impedenza di entrata di un circuito aereo può assumere, a parità di terminazione, valori assai vari e l'attenuazione risultante può differire di molto da quella della linea omogenea. È buona regola perciò assumere nei calcoli un valore medio di attenuazione di 0,1 N/km invece del valore di 0,025 N/km che si ha per la linea omogenea nella gamma di frequenze che interessa la telediffusione.

Speciale attenzione si deve prestare alla diafonia tra due circuiti adiacenti sulla stessa mensola. Le prove eseguite su circuiti contigui, non incrociati, di varia lunghezza fino a 20 km, hanno dimostrato che l'attenuazione di diafonia può scendere fino a 3 N. Ora, nel caso più favorevole che uno dei circuiti adduca ad un amplificatore e l'altro ne esca, occorre che l'attenuazione di diafonia sia almeno di 4 N, affinchè risulti assicurata la stabilità dell'amplificatore e non vengano introdotte intollerabili distorsioni per accoppiamento reattivo. Se i circuiti vengono incrociati con passo di 200 m, l'attenuazione di diafonia può scendere fino a 1,0 N. Se si diminuisce il passo di incrocio fino a 50 m (pressochè ad ogni palo), l'attenuazione cresce a 4,4 N, valore già accettabile. Se si raddoppia la distanza tra i due circuiti affiancati, l'attenuazione aumenta di 1,5 N. Se i due circuiti si posano l'uno al disopra dell'altro, su mensole diverse, a 80 cm di distanza, l'attenuazione cresce a 7,4 N: valore che può soddisfare pienamente alle esigenze della telediffusione.

E. Cr.

MISURE.

TJ. DOUMA e P. ZIJLSTRA — **Rilevamento delle caratteristiche di tubi trasmittenti per mezzo dell'oscillografo catodico.** (Philips Transmitting News, settembre 1938, V, 3, pag. 89-96, con 12 fig.; Rev. techn. Philips, febbraio 1939, IV, 2, pag. 51-55, con 7 fig.).

TJ. DOUMA e P. ZIJLSTRA — **Oscilloscopio per il rilievo di curve caratteristiche.** (Philips Transmitting News, aprile 1939, VI, 1, pag. 18-24, con 9 fig.).

Un metodo semplice di rilievo delle caratteristiche di tubi elettronici per mezzo dell'oscillografo è notoriamente il seguente. Si applica

a ciascuno dei sistemi di placche di deviazione del tubo catodico una tensione rispettivamente proporzionale all'una e all'altra delle due grandezze, di cui la caratteristica rappresenta la mutua dipendenza: se si vuole per esempio tracciare la caratteristica $I_a = f(V_a)$ di un tubo, si fa subire al fascio elettronico una deviazione orizzontale proporzionale alla tensione anodica V_a ed una deviazione verticale proporzionale alla corrente anodica I_a; se si applica all'anodo una tensione alternativa con frequenza sufficientemente elevata, fra zero e il suo valore massimo si vede apparire sullo schermo fluorescente una curva che rappresenta l'andamento della $I_a = f(V_a)$.

Si può anche ottenere simultaneamente un fascio completo di queste curve, assegnando ciclicamente a un parametro, ad esempio alla tensione della griglia di comando, una successione di valori, in modo che a ciascuno di questi corrisponda un periodo della tensione applicata all'anodo. Per questo è sufficiente che durante il rilievo delle caratteristiche un interruttore meccanico rotante porti la tensione di griglia di comando successivamente ai diversi valori desiderati, e che negli intervalli tra un contatto e l'altro il tubo si trovi regolato all'interdizione.

Questo metodo di rilevamento presenta, oltre al pregio di una grande rapidità, anche quello di poter raggiungere zone delle caratteristiche dove le misure statiche darebbero luogo ad un eccessivo sovraccarico del tubo; tali zone sono di grande importanza pratica, per esempio, per il calcolo della potenza ricavabile da un tubo trasmittente.

Un principio completamente diverso è stato utilizzato dagli autori. Essi applicano all'anodo e alla griglia di comando del tubo in esame due tensioni alternative, con frequenze di 50 e 500 Hz rispettivamente, e agendo sull'elettrodo di comando dell'oscillografo, fanno apparire sullo schermo un impulso luminoso soltanto quando la tensione di griglia passa precisamente per i valori che sono stati scelti come parametri delle caratteristiche $I_a = f(V_a)$. Questo risultato è conseguito indipendentemente dalla forma della tensione alternativa di griglia, che può essere eventualmente modificata dalla presenza della corrente di griglia.

Il dispositivo che agisce sulla tensione di griglia dell'oscillografo è costituito da un interruttore elettronico, suggerito da K. Posthumus, utilizzante uno speciale tubo a raggio catodico, detto tubo degli impulsi. Questo contiene un paio di placche di deviazione P (fig. 1) alle quali si applica una tensione proporzionale alla tensione di griglia di comando del tubo in esame. Al posto dello schermo ci sono due placche parallele a e b, la prima delle quali presenta trenta fenditure parallele ed equidistanti. Quando, sotto l'azione di una tensione di deviazione alternativa, il fascio catodico compie un movimento di va e vieni sopra la placca tagliata, ad ogni passaggio sopra una delle fenditure un fascio di elettroni colpisce la placca b e produce un impulso di tensione sopra la resistenza R e quindi sopra la griglia dell'oscillografo. Questa è polarizzata negativamente, di modo che il raggio catodico raggiunge lo schermo soltanto per la durata dei singoli impulsi.

Lo schema di principio del dispositivo completo per il rilievo delle caratteristiche è rappresentato nella figura 1: *Tr1* e *Tr2* sono due trasfor-

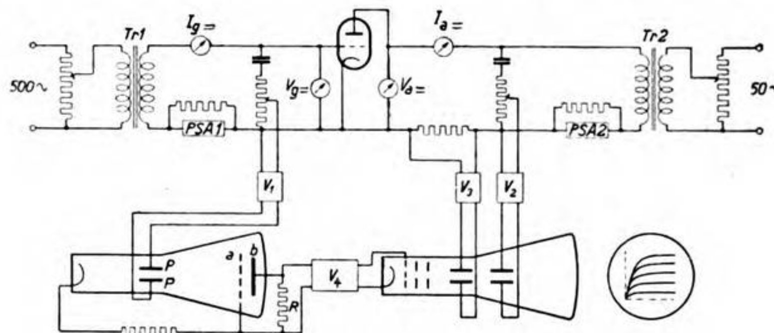


Fig. 1. — Schema del dispositivo di misura.

matori, al primo dei quali è applicata una tensione alternativa di 500 Hz, al secondo una di 50 Hz; *PSA*1 e *PSA*2 sono due batterie di polarizzazione. Le tensioni deviatrici vengono amplificate dagli amplificatori V_1, V_2, V_3 e V_4.

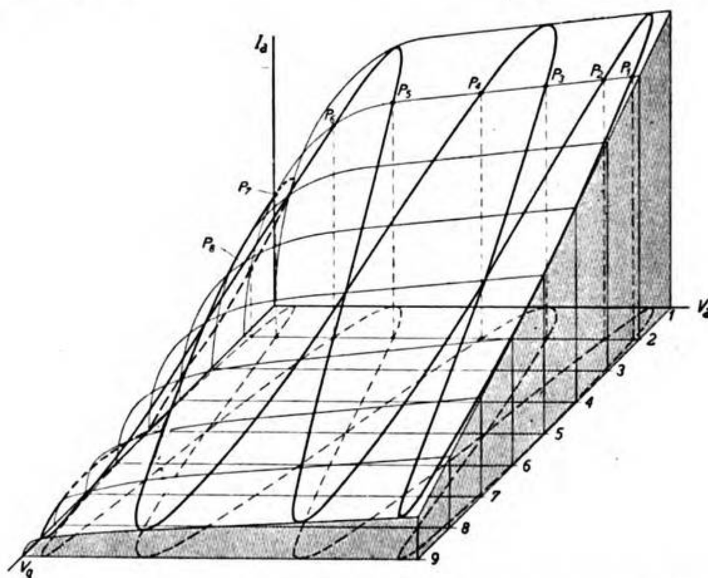


Fig. 2. — Andamento della corrente anodica I_a in funzione della tensione anodica V_a e della tensione di griglia di comando V_g.

Il modo con cui si formano le curve sullo schermo è visibile nella figura 2. Sopra la superficie curva $I_a = f(V_a, V_g)$ sono state disegnate le caratteristiche $I_a = f(V_a)$ corrispondenti a nove valori equidistanti della tensione di griglia. Ciascuna di queste tensioni corrisponde ad una fenditura del tubo degli impulsi; quando il fascio elettronico passa sopra una di queste fenditure, la tensione di griglia ha un valore determinato, ed un punto P della caratteristica $I_a = f(V_a)$ che vi corrisponde si disegna sullo schermo del tubo oscillografico. Per maggiore chiarezza, nella figura 2, la frequenza della tensione di griglia è supposta quadrupla di quella della tensione anodica (in realtà è decupla) ed ambedue sono supposte sinoidali. Si vede che sono sempre i medesimi i punti che vengono rappresentati, e così appare sullo schermo una immagine stazionaria composta di punti distinti. Nel piano V_a V_g si percorre continuamente la stessa curva di Lissajous. L'ampiezza della tensione alternativa applicata all'anodo è stata scelta uguale alla polarizzazione anodica positiva.

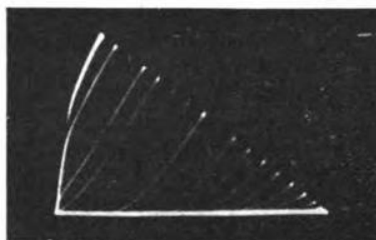


Fig. 3. — Caratteristiche $I_a = f(V_a)$ del triodo TC 03/5.

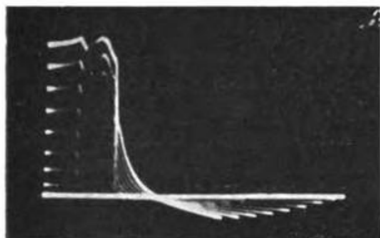


Fig. 4. — Caratteristiche $I_a = f(V_a)$ del tetrodo Philips QC 05/15.

Quando le frequenze delle tensioni alternative di placca e di griglia del tubo in esame siano esattamente multiple una dell'altra (50 e 500 Hz) si ottiene, come in figura 2, una immagine fissa composta da un certo numero di punti. In pratica, le due tensioni si ricavano da due reti diverse che non sono mai perfettamente sincrone: in tal caso i punti non sono immobili ma si muovono lungo le caratteristiche, e le curve appaiono sotto forma di linee continue (fig. 3, 4 e 5).

G. G.

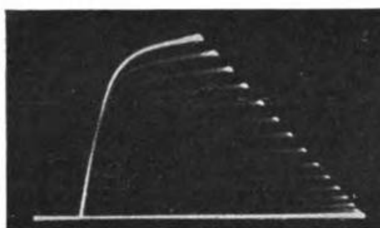


Fig. 5. — Caratteristiche $I_a = f(V_a)$ del pentodo Philips PC 1/50.

W. M. HALL — **Misuratore di tempo di riverberazione.** (J. A. S. A., aprile 1939, X, 4, pag. 302-304, con 4 fig.).

Si descrive un misuratore di tempo di riverberazione (fig. 1) fondato sul seguente principio. Quando il suono riverberato in una stanza decresce in intensità, scattano successivamente due relè s_1 ed s_2 per diffe-

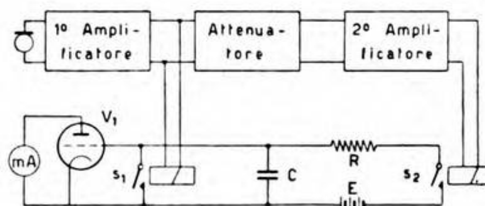


Fig. 1. — Schema di principio del misuratore di tempo di riverberazione.

renti livelli sonori: s_1 determina l'inizio della carica di un condensatore C attraverso una resistenza R, ed s_2 l'interruzione della carica. La tensione finale ai capi del condensatore viene misurata con un voltmetro a tubo (V_1); il milliamperometro è tarato direttamente in secondi. Per evitare che a causa delle fluttuazioni del suono i relè possano scattare più di una volta, è stato previsto un sistema che blocca il relè s_1 non appena sia scattato e lo mantiene bloccato fin tanto che non scatti il relè s_2; analogamente quest'ultimo resta bloccato dopo lo scatto sino a che non si proceda ad una nuova misura.

M. N.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

H. A. FINKE — **Tubo fotorivelatore per televisione.** (Proc. I. R. E., febbraio 1939, XXVII, 2, pag. 144-147, con 2 fig.).

Allo scopo di ottenere un alto rendimento nella trasmissione televisiva si possono riunire in un solo tubo gli elementi necessari ad attuare l'amplificazione dei segnali visivi, sia per mezzo di emissione secondaria, sia per effetto di accumulazione delle cariche sul mosaico.

Schematicamente il sistema è rappresentato nella figura 1. L'immagine ottica si forma su di un fotocatodo trasparente. I fotoelettroni, da questo emessi, sono concentrati sulla faccia anteriore di un mosaico, avente entrambe le facce attivate, e vengono contemporaneamente accelerati per effetto di un campo elettrico alternativo di alta frequenza; essi provocano in tal modo emissione secondaria dai globuli del mosaico. La distanza tra il catodo ed il mosaico è proporzionata in maniera che il tempo di transito degli elettroni sia uguale ad una volta e mezza il periodo del campo alternativo, così che i fotoelettroni raggiungono il mosaico nell'istante in cui il campo elettrico si inverte, ed in conseguenza gli elettroni secondari vengono sospinti verso il catodo. Si genera quindi

una nuvola di elettroni animata da moto oscillatorio, la quale si arricchisce di nuovi elettroni secondari ogni volta che raggiunge il catodo od il mosaico. Il procedimento è del tutto analogo a quello del Farns-

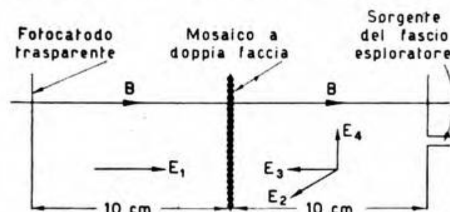


Fig. 1. — Schema del tubo moltiplicatore ed accumulatore: B, induzione del campo magnetico concentratore = $18 \cdot 10^{-4}$ Wb/m²; E_1, tensione acceleratrice = 1200 V a 70 MHz; E_2, tensione a denti di sega per l'esplorazione orizzontale = 450 V; E_3, tensione costante ritardatrice = 260 V; E_4, tensione a denti di sega per l'esplorazione verticale = 450 V.

worth per il suo moltiplicatore a emissione secondaria. Ad ogni urto della nuvola sul mosaico aumenta la carica di quest'ultimo.

L'esplorazione del mosaico è eseguita sulla sua faccia posteriore mediante un fascio elettronico, che giunge ad esso con piccolissima velocità; in tal modo si evita l'emissione secondaria durante la scarica del mosaico. La carica dei globuli è sempre positiva.

Viene esaminato attentamente il funzionamento delle due sezioni del tubo. Il principale elemento di perturbazione è costituito dal fatto che l'emissione dei fotoelettroni da parte del catodo è pressochè continua e quindi gli elettroni iniziano il loro movimento in corrispondenza di fasi diverse del campo elettrico acceleratore. La perturbazione risulta trascurabile per i fotoelettroni emessi quando la fase è compresa tra 0° e 23°; quelli emessi quando la fase è tra 23° e 90° assumono un movimento unidirezionale verso il mosaico; quelli infine emessi con fase superiore a 90° non raggiungono il mosaico. Secondo l'autore questo effetto perturbatore è trascurabile e non compromette il buon funzionamento del tubo.

La carica accumulata sul mosaico durante tre cicli di moltiplicazione, corrispondenti ad otto periodi del campo acceleratore, risulta 146 volte maggiore di quella degli ordinari iconoscopi, ammesso un rapporto di emissione secondaria ug·ale a 7.

I valori numerici riportati nella figura 1 hanno significato di orientamento, volendo indicare soltanto gli ordini di grandezza. Il tempo di transito nel moltiplicatore, con tali valori di campo e di distanza, risulta $2{,}1 \cdot 10^{-8}$ s; la velocità iniziale degli elettroni esploratori si assume di $9{,}4 \cdot 10^{8}$ cm/s, in modo che la loro velocità di arrivo sul mosaico abbia valori opportuni. La velocità di arrivo non può essere rigorosamente nulla, perchè in tal caso l'incidenza risulterebbe radente.

R. S.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

XIV Congresso annuale dell'I. R. E. — Dal 27 al 30 giugno 1939 si è svolta a San Francisco in California l'annuale riunione dell'« Institute of Radio Engineers ». I sommari delle ventisette memorie tecniche discusse sono contenuti nel numero di giugno 1939 dei *Proc. I. R. E.*

Apre la serie un'esposizione delle applicazioni della tecnica delle comunicazioni elettriche nell'*esplorazione geofisica* fatta da H. Hoover. Particolarmente interessante si presenta la descrizione di un sismografo a riflessione adottato per la ricerca di giacimenti petroliferi. Una piccola carica di esplosivo, affondata nel terreno, viene fatta esplodere, e si registrano, dopo rivelazione ed amplificazione, le onde sismiche riflesse sulle superficie di discontinuità delle formazioni geologiche. Le osservazioni vengono compiute in dodici o più punti differenti.

S. L. Bailey fornisce una rassegna critica delle norme d'impianto e dislocazione delle *stazioni di radiodiffusione*, con particolare riguardo alla definizione della zona di servizio ed alla determinazione delle reciproche interferenze. È stata presentata una classificazione dei tipi di stazioni e dei limiti di protezione imposti. L. H. Bowman espone i progressi tecnici effettuati dal « Columbia Broadcasting System », descrivendo i trasmettitori per prove di radiodiffusione, i sistemi di radiodiffusione intermedia, e gli apparati ad alta frequenza.

Tre memorie sono dedicate alle apparecchiature per la *guida degli aeroplani* in volo e durante l'atterraggio. H. H. Willis riprende il problema generale della navigazione di un aeroplano tra due punti qualunque della superficie terrestre ed elenca gli strumenti necessari per guidare l'aereo in assenza di visibilità, in modo che il pilota possa conoscere la sua posizione in ogni istante del viaggio. Gli strumenti fondati sulla distribuzione del campo magnetico e gravitazionale terrestre sono affetti da gravissime limitazioni, mentre grandi vantaggi offre un nuovo sistema di apparecchiature il quale riduce ad uno solo lo strumento che deve essere letto dal pilota; ciò si ottiene mediante l'utilizzazione delle radiotrasmissioni e mediante un nuovo dispositivo a raggi catodici ed una radiobussola automatica.

E. L. Bowles riferisce sui risultati delle ricerche compiute presso l'Istituto di Tecnologia del Massachusetts, per incarico delle autorità

civili aeronautiche, allo scopo di attuare un sistema che consenta di seguire la giusta linea di atterraggio mediante un solo strumento. In condizioni di buona visibilità la linea di atterraggio può essere indicata con l'aiuto di tre sorgenti luminose, di cui due sistemate ad uguale altezza alle estremità della pista di atterraggio e la terza disposta sull'asse della pista ad un'altezza minore e ad una certa distanza dal limite. Il piano dei tre fari contiene la retta avente inclinazione uguale a quella di atterraggio normale dell'aereo, di modo che il pilota che segue la giusta rotta vede le tre luci allineate su di una retta orizzontale e poste a distanze uguali l'una dall'altra. Un apparato fornisce su di uno schermo l'immagine delle tre luci, utilizzando segnali radio ad onde ultracorte in unione agli strumenti giroscopici di bordo; la trasmissione è fatta mediante trombe irradianti di Barrow e la generazione dei segnali mediante generatori ad alta frequenza del tipo Stanford. Il risultato della ricerca è stato possibile per l'intima cooperazione tra i vari reparti dell'Istituto e gli enti industriali.

A. Busignies presenta le osservazioni condotte su diverse rotte commerciali negli Stati Uniti d'America per determinare l'effetto delle montagne sulla radiogoniometria. Riassume gli errori che si commettono usando quadri ed antenne verticali a fascio, analizza l'effetto prodotto su di un radiogoniometro dalle onde riflesse dalle montagne, le quali determinano fluttuazioni regolari, caratteristiche, nel segnale ricevuto, espone alcune osservazioni sul «cono di silenzio» ed indica il modo di individuare il passaggio sopra una stazione di radiodiffusione od a fascio, mediante il radiogoniometro o la radiobussola. Chiudono la memoria la descrizione dell'organizzazione del servizio di radionavigazione aerea negli Stati Uniti e l'esposizione dei vantaggi derivanti dall'uso combinato di radiobussole e trasmissioni a fascio.

Per eliminare le difficoltà di esecuzione di misure precise, connesse con l'uso di modelli ad alta frequenza delle antenne trasmittenti, E. C. Jordan e W. L. Everitt propongono l'uso di *modelli acustici per lo studio delle antenne*. Come radiatori acustici vengono usati tubi chiusi aventi una serie di fori distribuiti lungo la loro lunghezza; la distribuzione della pressione nel tubo equivale a quella della corrente nell'antenna. In sistemi multipli le differenze di fase tra i vari elementi possono essere variate mediante tubi allungabili a cannocchiale e l'intensità della corrente, come pure la sua distribuzione, sono ottenute scegliendo opportunamente le dimensioni dei fori irradianti e disponendo tubi addizionali risuonanti; è possibile raggiungere condizioni corrispondenti al formarsi di onde stazionarie incomplete sull'antenna e riprodurre i fenomeni dovuti alla conducibilità finita del terreno. Le misure sono fatte con frequenza fissa e con l'uso di reti selettive, le quali consentono di lavorare anche in condizione di non assoluta tranquillità.

A cura di F. A. Polkinghorn vengono esposti i progressi compiuti negli ultimi dieci anni per i dispositivi adatti ai *circuiti radiotelefonici*

transoceanici tra gli Stati Uniti d'America e l'Europa. I miglioramenti riguardano sopra tutto la sicurezza dei collegamenti e la qualità dei segnali. Grande diffusione ha ormai preso l'uso di antenne rombiche ed il sistema di trasmissione con soppressione di una banda laterale di modulazione, che migliora il rapporto tra il segnale ed il disturbo, mentre si vanno generalizzando i sistemi ad antenne orientabili che presentano nel piano verticale un potere risolutivo sufficiente a ridurre in modo notevole l'evanescenza selettiva.

Nel campo dei *tubi elettronici* V. K. Zworykin dà un riassunto generale delle applicazioni dell'ottica elettronica alla televisione, con particolare riguardo all'iconoscopio ed al cinescopio. K. Spangenberg tratta della suddivisione della corrente tra la griglia sottoposta a tensione positiva e l'anodo, in un triodo a elettrodi piani, giungendo, mediante lo studio delle traiettorie elettroniche, a giustificare la relazione, già nota empiricamente, che il rapporto delle correnti è proporzionale alla radice quadrata del rapporto delle tensioni e stabilendone pure i limiti di validità. Opportuni grafici consentono di determinare l'area efficace della griglia ed il fattore di proporzionalità della relazione precedente in funzione delle dimensioni degli elettrodi; si devono poi introdurre correzioni per tener conto dell'emissione secondaria. Le divergenze tra i calcoli e l'esperienza sono contenute entro due o tre unità per cento; alcune applicazioni della teoria dimostrano che la corrente di griglia può essere notevolmente ridotta, variando le dimensioni degli elettrodi senza modificare il coefficiente di amplificazione e la conduttanza mutua.

I. G. Maloff esamina le funzioni del bombardamento elettronico nei tubi per televisione; negli iconoscopi la scarica del mosaico, dovuta all'emissione secondaria, è accompagnata da fenomeni perturbatori, quali l'effetto della ridistribuzione degli elettroni secondari, della loro velocità all'arrivo sul collettore, delle cariche indotte sul mosaico e sul vetro, della saturazione del mosaico, della carica spaziale; nei cinescopi si ha ugualmente un'emissione secondaria da parte dello schermo fluorescente, il quale si riscalda insieme col vetro. Tutti i vari effetti sono esaminati qualitativamente e quantitativamente nei riguardi dello scopo principale della trasformazione di energia luminosa in energia elettrica e viceversa.

Un nuovo tipo di raddrizzatore comandato a vapori di mercurio è descritto da T. M. Libby. Un cilindro di vetro verticale, con un anodo nella parte superiore ed un catodo di mercurio liquido nella parte inferiore, è completato da una camicia metallica raffreddata ad acqua, posta in vicinanza dell'anodo. Le cose sono disposte in modo da mantenere una pressione di vapore relativamente alta nella regione del catodo ed una pressione più bassa in quella dell'anodo, cosicchè la tensione di scarica sia bassa nella prima regione e alta nella seconda. Se si connette la camicia al catodo, la tensione di scarica complessiva risulta molto alta, ed una piccola tensione alternativa tra la camicia ed il catodo produce una ionizzazione periodica dello spazio catodico con conseguente effetto di rettificazione; il valore della corrente raddrizzata è limitato

da quelli della tensione, della resistenza esterna e del tempo durante il quale il tubo è conduttivo; variando la differenza di fase tra la tensione della camicia e la tensione anodica, si varia l'istante d'innesco dell'arco. L'effetto rettificante si produce anche se si connette la camicia all'anodo; si ottiene in più, in questo caso, un'efficace schermatura contro gli archi di ritorno.

Nel campo degli *apparati* L. J. Black ed H. J. Scott presentano un amplificatore per piccole tensioni, tanto continue quanto lentamente variabili. Due tubi a più elettrodi sono montati come modulatori bilanciati; una tensione di alta frequenza è applicata in controfase tra due loro griglie, mentre gli anodi sono connessi in parallelo ad uno stadio a grande amplificazione, accordato sull'alta frequenza. Una tensione continua o lentamente variabile è impressa alle griglie di comando dei due modulatori e provoca uno sbilanciamento dell'uscita in alta frequenza, proporzionale alla tensione d'ingresso; soltanto la differenza tra le erogazioni dei due modulatori viene amplificata e rivelata con un rivelatore lineare, il quale fornisce indicazioni proporzionali alla tensione d'ingresso a bassa frequenza.

C. A. Lahar ed L. Hewitt descrivono l'Esposizione internazionale della radio e dei sistemi di distribuzione sonora del « Golden Gate », facendone la storia ed illustrandone gli impianti ed i relativi problemi.

Interessano la costruzione dei trasmettitori di grande potenza le ricerche di P. A. Ekstrand sulle scintille nell'aria con frequenze di 700 e 1700 kHz, nelle quali la tensione viene misurata per mezzo della corrente che attraversa un condensatore in aria con capacità nota. Le scintille furono fatte scoccare tra punte, dischi e sfere; dalla constatazione che la tensione di scarica si abbassa quando gli elettrodi sono illuminati con luce ultravioletta l'autore deduce la necessità di eseguire le prove di collaudo in tali condizioni. La tensione di scarica tra sfere, con frequenze radio, risulta più bassa di quella misurata a 60 Hz.

Passando alla *propagazione*, W. M. Goodall studia la relazione tra i valori della frequenza critica dello strato F_2 e l'attività solare, giungendo a tentare previsioni sul comportamento delle radiotrasmissioni in condizioni assegnate di attività solare. G. W. Kenrick e P. J. Sammon riferiscono su ricerche, eseguite nel Laboratorio Radiotecnico dell'Università di Porto Rico dal 1935 al 1939, sulla distribuzione geografica degli atmosferici nella zona dei tropici e sul livello di disturbo alle diverse frequenze. Alle basse frequenze (18,4 kHz) sono stati osservati aumenti nell'intensità di campo durante alcune brusche evanescenze nella gamma delle alte frequenze; parallelamente le perturbazioni magnetiche hanno minore influenza che non nelle regioni più settentrionali, mentre si verificano variazioni stagionali e diurne molto più pronunciate nel campo delle medie ed alte frequenze. Le frequenze critiche risultano più basse che a Washington.

Allo studio della propagazione delle *altissime frequenze* è dedicata una memoria di S. S. MacKeown, B. M. Oliver ed A. C. Tregidga, che

riguarda i risultati di osservazioni su trasmissioni a 41 MHz eseguite tra due punti distanti circa 150 km con un dislivello di circa 1700 m, separati da una catena di monti. Nel periodo invernale è stata osservata una variazione massima diurna di intensità di 2 dB, mentre il segnale risultava di 36 dB al disopra di 1 μV/m, con 50 W irradiati; misure preliminari indicano invece grandi variazioni di intensità nel periodo estivo. L'indice di rifrazione del vapor d'acqua a queste frequenze non risulta molto diverso da quello misurato con la luce ordinaria.

W. W. Hansen, R. H. Varian, S. F. Varian, D. L. Webster e J. R. Woodyard descrivono l'oscillatore ed amplificatore del tipo Stanford, capace di generare con elevata potenza onde di 10 cm. Un fascio di elettroni, aventi velocità uniforme, incontra un campo elettrico oscillante diretto parallelamente alla velocità degli elettroni, e quindi continua nel suo movimento libero; si produce così un addensamento degli elettroni in gruppi, coi quali è possibile eccitare un risuonatore avente dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda. L'oscillatore è stato denominato « klystron » e il risuonatore « rhumbatron ».

E. W. Engstrom dà un'accurata descrizione degli impianti e dell'organizzazione dei servizi per la diffusione della televisione. S. Ramo espone la teoria generale dei tubi a modulazione di velocità, concludendo che il fascio elettronico serve come mezzo di propagazione di vari tipi di onde di carica spaziale, che inducono la corrente di uscita nel circuito finale. Le onde sono a coppie, una con velocità superiore e l'altra con velocità inferiore a quella del fascio; gli attuali metodi di eccitazione rendono privilegiata una sola fra le infinite coppie di onde teoricamente possibili. B. J. Thompson riferisce sui recenti progressi nelle frequenze ultraelevate, considerando in particolare i tubi per frequenze superiori a 500 MHz, le loro caratteristiche ed i relativi problemi tecnici; egli prevede la necessità prossima di estenderne l'applicazione fino a 1000 MHz.

P. S. Carter tratta il problema delle antenne e delle linee di trasmissione per televisione con riguardo alla larga banda passante che si deve attuare. Le caratteristiche d'impedenza per un dipolo a mezza onda indicano che si devono preferire antenne costituite da conduttori di grande diametro; il problema più grave è quello di adattare l'antenna alla linea senza restringere la banda di trasmissione; le antenne piegate presentano le migliori proprietà. Un nuovo tipo di antenna « a doppio cono » fornisce una caratteristica d'impedenza molto piatta ai terminali d'ingresso della linea di alimentazione ed è facilmente adattabile a tutti i tipi correnti di linee aeree; di essa viene sviluppata una teoria in base alla determinazione sperimentale della distribuzione della corrente e del campo sulla sua superficie.

C. N. Smyth riferisce su uno studio sperimentale eseguito per determinare la minima interferenza con onda continua, compatibile con una buona ricezione di televisione; egli trova che il rapporto tra il segnale

desiderato e l'interferente non deve essere inferiore a 40 dB, condizione molto prossima a quella stabilita per la trasmissione sonora.

Tre memorie sono dedicate alle *misure*. C. V. Aggers, dopo di aver analizzato le varie interferenze industriali ed esposto i metodi per eliminarle, descrive, insieme con D. E. Foster e C. S. Young, il dispositivo ed il metodo di misura proposto dal Comitato di Coordinamento delle Radioricezioni per l'unificazione della definizione e della misura dei disturbi. In fine H. A. Chinn, D. K. Gannett e R. M. Morris esaminano diffusamente un nuovo indicatore di volume ed espongono il significato del nuovo livello di riferimento, definito « vu », adottato fin dal 1 maggio 1939 dal « Columbia Broadcasting System », dal « Bell System » e dalla « National Broadcasting Company ».

R. S.

*
* *

Concorso a borse di studio indetto dal C. N. R. — Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, Comitato per la Radiotecnica e le Telecomunicazioni, allo scopo di favorire lo sviluppo delle discipline radiotecniche e delle loro applicazioni, incoraggiando l'attività dei giovani studiosi che aspirano a perfezionare la loro preparazione in tale specialità, mette a concorso per l'anno accademico 1939-1940 le seguenti borse di studio, costituite in parte con fondi posti a disposizione del Comitato dall'industria nazionale per l'assegnazione di borse di studio e premi:

a) 5 borse di studio, ciascuna di L. 6000, per un corso di specializzazione in radiocomunicazioni, della durata di un anno, presso un istituto o scuola superiore a carattere universitario da stabilirsi dalla Presidenza del Comitato;

b) 5 borse di studio, ciascuna di L. 4000, per un corso di studi o di esperienze in radiotecnica, della durata di un anno, presso un istituto superiore o laboratorio specializzato da stabilirsi dalla Presidenza del Comitato.

L'assegnazione della borsa è incompatibile con qualsiasi altra assegnazione che abbia, in tutto o in parte, il medesimo scopo. Non possono prendere parte al concorso coloro che hanno beneficiato di precedente assegnazione di borsa di studio da parte del Comitato. L'aspirante deve dichiarare di non trovarsi in tali condizioni di incompatibilità.

Il giudizio per l'assegnazione delle borse è dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato, su relazione scritta di apposita Commissione da essa nominata. È in facoltà della Presidenza di commutare qualcuna delle borse di cui alla lettera *b*) in premi da assegnare a titolo d'incoraggiamento per speciali studi od esperienze degne di particolare considerazione.

L'ammontare della borsa verrà pagato in quattro rate bimestrali (gennaio, marzo, maggio, luglio) su richiesta del Direttore della scuola o laboratorio, corredata dall'attestazione di frequenza e profitto.

Il pagamento della borsa è sospeso, a giudizio della Presidenza del Comitato, all'assegnatario che, senza giustificato motivo, sospenda la sua attività o non serbi buona condotta.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *a*) debbono essere laureati in ingegneria od in fisica, od in fisica matematica.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *b*) debbono dimostrare, mediante diploma di studio o attestazione di servizio radiotecnico prestato, di essere idoneamente preparati a seguire il corso anzidetto di studi o di esperienze in radiotecnica.

Il concorso è per titoli. Le istanze di ammissione, redatte in carta legale da L. 6, debbono pervenire alla Segreteria del Comitato in Roma, Palazzo del C. N. R., Piazzale delle Scienze, non oltre il 15 dicembre 1939-XVIII, corredate dai documenti indicati nel bando.

Al concorso non sono ammessi gli appartenenti alla razza ebraica.

Nella domanda l'aspirante deve indicare le sue complete generalità, la razza cui appartiene, il domicilio e il recapito per le eventuali comunicazioni del Comitato, specificare a quali borse concorre, e dichiarare di obbligarsi a sottostare alle condizioni stabilite dall'avviso di concorso.

Re.

***

Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni Elettromeccaniche e Comunicazioni Elettriche). — Il R. Politecnico di Torino notifica che sono aperte per l'anno 1939-40-XVIII le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni Elettromeccaniche e Comunicazioni Elettriche), diretto dal prof. G. Vallauri, presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

Il Corso di perfezionamento in Elettrotecnica « Galileo Ferraris » ha come fondamento i seguenti insegnamenti generali:

Elettrotecnica generale e complementare (prof. G. Vallauri); *Misure elettriche* (prof. L. Ferraris); *Impianti elettrici* (prof. C. Palestrino); *Costruzioni elettromeccaniche* (prof. G. M. Pestarini); *Comunicazioni elettriche* (prof. E. Soleri); *Trazione elettrica* (prof. M. Semenza).

Da tali insegnamenti generali possono essere esentati quegli iscritti che provino di aver precedentemente seguito con profitto corsi analoghi. Inoltre coloro che si iscrivono alla Sezione Costruzioni Elettromeccaniche sono esentati dal frequentare il corso di Comunicazioni elettriche, e coloro che si iscrivono alla Sezione Comunicazioni Elettriche sono esentati dal frequentare i corsi di Impianti elettrici, di Costruzioni elettromeccaniche e di Trazione elettrica.

Per ciascuna delle due Sezioni, il Corso consiste in insegnamenti speciali, integrati da gruppi di conferenze di carattere monografico.

Il Corso ha la durata di un anno accademico. Ad esso possono essere iscritti i laureati in ingegneria od in fisica. Il Corso rilascia un certifi-

cato di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezione Costruzioni Elettromeccaniche, ovvero Sezione Comunicazioni Elettriche).

Possono venir ammessi al Corso gli ufficiali in servizio permanente effettivo di artiglieria, genio, marina e aeronautica comandati dai rispettivi Ministeri, anche se sprovvisti di diploma di ingegnere. Ad essi verrà rilasciato un semplice certificato degli esami superati.

Gli esami delle materie speciali per ciascuna Sezione si svolgeranno durante la sessione estiva. La prova finale si svolgerà nella sessione autunnale, non oltre il 15 dicembre, dopo che il candidato avrà svolto un lavoro di carattere teorico e sperimentale.

Oltre che come semplici iscritti, si può essere ammessi a seguire il Corso come allievi interni. Gli allievi interni frequenteranno il laboratorio con orario normale (dalle ore 8,15 alle 12 e dalle 14,15 alle 18, tutti i giorni feriali, escluso il sabato fascista) dall'8 gennaio alla fine di dicembre 1940, esclusi due mesi di ferie; essi seguiranno l'attività normale del Reparto dell'Istituto, cui saranno assegnati.

Fra gli allievi interni i più meritevoli potranno essere assegnatari di borse di studio, costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica e dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale. Tali borse, assegnate a giudizio insindacabile di apposita Commissione, sono di L. 7000 ognuna, suddivise in 10 assegni di 580 lire per ogni mese di presenza ed un premio di 1200 lire, da conferirsi, al termine del godimento della borsa, su parere conforme della Commissione chiamata ad esaminare il lavoro finale. Potranno inoltre essere concessi altri premi agli allievi che se ne dimostrassero particolarmente meritevoli. L'esito del Corso di perfezionamento potrà essere considerato come titolo di preferenza per un'eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Per la Sezione Costruzioni Elettromeccaniche verranno svolti i seguenti corsi:

a) Corsi speciali: *Complementi di analisi matematica* (cons. dott. P. Fiaschi); *Della stabilità e della asimmetria di carico nelle macchine e linee elettriche* (prof. G. M. Pestarini); *Dei fenomeni elettrici transitori; metodi ed apparecchi per la loro misura* (prof. A. M. Angelini); *Dei mutatori* (prof. A. Asta); *Della metadinamo* (dott. ing. A. Carrer); *Fotometria e illuminazione* (prof. R. Deaglio).

b) Corsi monografici e gruppi di conferenze (da svolgersi da parte di specialisti): *Materiali speciali per elettrotecnica; Problemi meccanici nella costruzione delle macchine elettriche; Macchine speciali; Impianti di riscaldamento; Organizzazione industriale;...*

Sotto la guida degli insegnanti dei singoli corsi verranno eseguite prove di laboratorio e misure, relative agli argomenti svolti. Le lezioni speciali e le conferenze per la Sezione Costruzioni Elettromeccaniche saranno quattro per settimana.

Per l'iscrizione alla Sezione Costruzioni Elettromeccaniche del Corso, sono messe a concorso tre borse di studio per allievi interni, secondo le norme indicate.

Per la Sezione Comunicazioni Elettriche verranno svolti i seguenti corsi:

a) Corsi speciali: *Complementi di misure elettriche* (dott. ing. P. Lombardi); *Circuiti di comunicazioni elettriche* (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo); *Radiotecnica generale* (prof. M. Boella); *Elettroacustica* (dott. ing. A. Gigli); *Radioricevitori e amplificatori per audiofrequenze* (dott. ing. G. Dilda); *Calcolo e costruzione di radiotrasmettitori* (prof. M. Boella); *Tecnica telefonica e telegrafica* (prof. E. Soleri); *Telecomunicazioni di tipo speciale* (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo); *Misure speciali radiotecniche* (dott. ing. A. Pinciroli); *Fotometria e illuminazione* (prof. R. Deaglio).

b) Corsi monografici e gruppi di conferenze (da svolgersi da parte di specialisti): *Antenne direttive; Microonde; Disturbi alle radiotrasmissioni; Televisione; Cellule fotoelettriche; Telefonia automatica;...*

Sotto la guida degli insegnanti dei singoli corsi verranno eseguite prove di laboratorio e misure, relative agli argomenti svolti. Tali esercitazioni occuperanno tre pomeriggi alla settimana. Le lezioni speciali e le conferenze per la Sezione Comunicazioni Elettriche saranno dieci per settimana. Verranno organizzate visite, in Torino e fuori, a stazioni radiotrasmittenti, a centrali telefoniche, telegrafiche e fototelegrafiche, e ad industrie della tecnica delle comunicazioni elettriche.

Per l'iscrizione alla Sezione Comunicazioni Elettriche del Corso, sono messe a concorso quattro borse di studio per allievi interni.

Le lezioni avranno inizio il 9 gennaio e termineranno il 30 giugno 1940.

Per l'iscrizione all'una o all'altra delle Sezioni del Corso è necessario compilare domanda in carta legale da L. 4 indirizzata al Direttore del Politecnico e inviarla alla Segreteria (Castello del Valentino) entro il 31 dicembre 1939, allegando i documenti indicati nel bando.

Per l'ammissione al Corso come allievo interno deve essere inviata domanda separata al Presidente dell'I. E. N. G. F., entro il 15 dicembre 1939. In tale domanda si dovrà specificare se si aspira ad una delle borse di studio per l'una o l'altra Sezione; e si allegherà una breve esposizione relativa ai titoli scolastici conseguiti, ai lavori precedentemente svolti, alla conoscenza di lingue estere, nonchè qualunque documento atto a comprovare la preparazione del candidato. L'ammissione come allievo interno potrà avvenire, su espressa richiesta dell'interessato, anche in mesi antecedenti il gennaio 1940.

Gli ammessi al Corso dovranno pagare per tassa di iscrizione L. 500; per sopratassa per esami L. 75; per sopratassa speciale L. 150; per contributi di laboratorio L. 175; per contributo assistenziale e premio di assicurazione contro gli infortuni L. 40.

Per ulteriori chiarimenti ci si rivolga all'ufficio di direzione del Corso (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo, I. E. N. G. F., Corso Massimo d'Azeglio, 42, Torino).

Re.

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

L'étude d'un détecteur (de crête) à diode, inséré entre un circuit A à fréquence porteuse modulée et un circuit B à fréquence de modulation, peut se faire en connaissant seulement le courant à fréquence porteuse qui traverse la diode. Ce courant a la modulation de phase du signal délivré par le circuit A; sa modulation d'amplitude est exprimée par le double du courant, à fréquence de modulation, qui passe dans le circuit B.

Si la diode a une résistance intérieure finie, le fonctionnement du circuit pour les courants à fréquence de modulation vient varier, en première approximation, comme par l'effet d'une résistance en série avec le circuit B.

Le procédé général d'analyse ainsi indiqué est d'abord utilisé pour étudier le fonctionnement avec la seule modulation d'amplitude. On retrouve les transformations d'impédance bien connues et en plus on peut déterminer l'influence de la résistance de la diode qui est quelque fois favorable. Dans le cas de simple modulation de phase la diode et le circuit B produisent tout simplement un amortissement dans le circuit A, mesuré par la moitié de la résistance de redressement. Si les deux types de modulation, de phase et d'amplitude, sont présents ensemble dans le signal débité par A et sont assez peu profonds, on peut les considérer séparément et réunir ensuite les résultats partiels.

Très fréquemment le circuit B est formé par une résistance et un condensateur en parallèle. Dans ce cas la diode et le circuit B équivalent à une résistance pure à l'égard de la modulation de phase, tandis qu'à l'égard de la modulation d'amplitude ils produisent dans le circuit d'entrée un amortissement qui croît avec la fréquence de la modulation d'amplitude et qui par conséquent semble augmenter la sélectivité du circuit complet.

Les résultats précédents sont entièrement confirmés par l'étude de la détection d'un signal de battement entre deux signaux sinusoïdaux, dont l'un est notablement plus faible que l'autre. Il est intéressant d'observer que dans ce cas un troisième signal prend naissance dans le détecteur,

Vol. VIII - N. 10 Ottobre 1939-XVII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

As this paper outlines, the study of a diode (peak type) detector, inserted between a modulated carrier frequency circuit and a modulation frequency circuit may be developed without any assumption but the knowledge of the carrier frequency component of the diode current. This component has the same phase modulation as the applied high frequency voltage, and an amplitude modulation equal to the double of the modulation frequency current which the rectified voltage forces through the second circuit.

If the internal resistance of the diode must be taken in account, conditions may be referred to by considering a resistance of given value placed in series with the second circuit.

This calculation procedure is first applied to the simple case of amplitude modulation and gives the well known impedance transformations; the often favourable effect of the internal resistance of the diode is also shown by it. Alternatively, with pure phase modulation the diode, with the whole of the second circuit, behaves as a simple resistance (detection resistance halved). In the general case of both amplitude and phase modulation operating and the two modulations not being too deep, they can be separately accounted for and results summed.

An usual arrangement of the second circuit is a resistance shunted with a condenser; in this case the condenser damps strongly the amplitude modulation sidebands and so increases the apparent selectivity of the complete circuit, while it is inoperative for the phase modulation.

All the above considerations apply to the simple case, of a signal composed of two sinusoids greatly differing in amplitude; results are fully confirmed. The most remarkable feature is that in the diode circuit a third signal arises with the frequency of the missing sideband (double of the frequency of the strong signal minus that of the weak one) and such a phase as to partly cancel the amplitude modulation.

As to the effect of the detection condenser, it appears to be ineffective to any interference of the type known as « demodulation », while it is very effective against interference of the aperiodic type.

ALTA FREQUENZA

INHALT

Die Theorie des Diodendetektors, welcher zwischen einem modulierten Trägerfrequenzkreis und einem Modulationsfrequenzkreis eingeschaltet ist, wird auf die Bestimmung der Trägerfrequenzkomponente des Diodenstromes zurückgeführt. Diese Komponente hat die gleiche Phasenmodulation wie die Trägerfrequenzspannung, und eine Amplitudenmodulation, welche dem Doppelten des durch den zweiten Kreis fliessenden gleichgerichteten Stromes entspricht.

Wenn die Diode einen Innenwiderstand besitzt, kann sie durch einen Widerstand in Reihe mit dem zweiten Kreis ersetzt werden.

Diese neue Betrachtung wird für den einfachen Fall reiner Amplitudenmodulation angewendet und bringt die wohlbekannten Impedanztransformationen; sie zeigt auch die oftmals güngstige Beeinflussung des Innenwiderstandes der Diode. Für Phasenmodulation ist die Diode mit dem zweiten Kreis durch einen konstanten Widerstand (die Hälfte des Gleichrichterwiderstandes) nachzubilden. Für den allgemeinen Fall der gleichzeitigen Amplituden- und Phasenmodulation, kann man die zwei Modulationen getrennt betrachten und dann die Ergebnisse addieren.

Oftmals ist der zweite Kreis eine einfache Parallelschaltung von einen Kondensator mit einen Widerstand; in diesem Fall bekommt man durch den Kondensator eine gewisse Dämpfung der höheren Amplitudenmodulationfrequenzen (d. h. eine Verbesserung der scheinbaren Selektivität); dies gilt nicht für Phasenmodulation.

Wenn das Signal die Zusammensetzung von zwei (einer schwachen und einer starken) Sinusoiden ist, findet man eine gute Uebereinstimmung mit den obengegebenen allgemeinen Sätzen. Als Hauptsache bekommt man ein drittes Signal; dieses besitzt die Frequenz des fehlendes Seitenbandes (zweimal die Frequenz des starken Signales minus die Frequenz des schwachen) und eine solche Phase, dass die gesamte Amplitudenmodulation verkleinert wird.

Wenn man die Interferenz zwischen zwei Signalen betrachtet, findet man dass der Gleichrichterkondensator keine Verbesserung hinsichtlich der Demodulation bringt.



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. VIII - N. 11 (PUBBLICAZIONE MENSILE) NOVEMBRE 1939-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A. F. VIII-11 NOV. 1939

VOL. VIII NOVEMBRE 1939-XVIII N. 11

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) **L. 40** CIASCUNA; VII (1938) **L. 50**

SOMMARIO

Vol. VIII Novembre 1939-XVIII N. 11

ALTA FREQUENZA



Bipoli con resistenza differenziale negativa.

Sul tema delle oscillazioni non lineari dei circuiti, che da molti anni è oggetto di studi e di ricerche, già in passato il professore CARRARA ha avuto occasione di apportare un contributo significativo, con un lavoro sulla stabilità dei circuiti contenenti resistenze differenziali negative e con la elaborazione di una nuova forma di teoria delle oscillazioni di rilasciamento (1).

Lo scritto dello stesso autore, che pubblichiamo nel presente fascicolo, è un ulteriore sviluppo dei suoi precedenti studi, il quale inquadra in modo più completo e rigoroso le varie possibilità di oscillazioni armoniche e di rilasciamento in un circuito contenente una resistenza differenziale negativa. Un punto particolarmente significativo del nuovo contributo è l'interpretazione del diverso comportamento delle resistenze negative di tipo N od S come generatori di oscillazioni armoniche, in unione con circuiti oscillatori a risonanza di tensione o di corrente.

Lo studio sviluppato dal Carrara, già persuasivo per il suo lineare svolgimento in ogni punto essenzialmente fisico, acquista un maggiore valore per la verifica sperimentale sviluppata dal dottore BUDINI ed esposta in questo stesso fascicolo. Di essa, una constatazione che ci sembra di particolare interesse fisico e suscettibile di ulteriori ricerche, è quella del valore della capacità equivalente del bipolo con resistenza negativa, tanto diverso da quello della capacità elettrostatica. È veramente da augurare che qualche ricercatore si invogli ad analizzare più attentamente questo punto, anche per altri tipi di bipoli, e ad indagarne la ragione fisica, che per ora non sembra palese.

Adattamento di impedenze.

I problemi relativi all'adattamento delle impedenze, cioè alla scelta dei valori più opportuni d'impedenza per le porzioni di circuito da connettere fra loro, sono di interesse generale per qualunque impianto

(1) A. F., 1938, VII, p. 148.

elettrico; essi, tuttavia, furono dapprima introdotti e analizzati dai tecnici della trasmissione telefonica e telegrafica, nella quale codeste esigenze sono più imperiose per il buon funzionamento degl'impianti.

Gli studiosi della trasmissione su filo, dovendo trattare di circuiti elettrici a costanti distribuite, ed essendosi vantaggiosamente serviti per taluni ragionamenti delle analogie meccaniche di corde vibranti e simili (come fece il Pupin per introdurre le sue proposte innovatrici), considerarono strettamente connesse le questioni inerenti alle riflessioni con quelle relative agli adattamenti d'impedenza.

In particolare, per quel che riguarda la condizione di adattamento di uniformità (cioè la richiesta eguaglianza) fra le impedenze di due porzioni del sistema di trasmissione, si identificò tale condizione con quella di riflessioni nulle. E nel giustificare l'accennata condizione di eguaglianza si ricorse a considerazioni relative alla potenza apparente trasmessa, come per le condizioni di adattamento energetico si era cercato il massimo della potenza reale trasmessa.

L'ingegnere Ferrari-Toniolo ha già avuto occasione di segnalare (²), come un tale modo d'impostare la trattazione possa condurre ad equivoci ed errori, e come la condizione di eguaglianza fra due impedenze da adattare (dal punto di vista dell'uniformità) non corrisponda alla condizione di massimo della potenza apparente trasmessa.

Se codeste osservazioni costituivano la parte negativa della critica alla usuale maniera di prospettare il problema, il lavoro che ora pubblichiamo tende a fornire una nuova trattazione organica che soddisfi un punto di vista più generale e presenti una più rigorosa impostazione.

Una prima parte tratta dell'accoppiamento diretto di due bipoli. Vi offre speciale interesse la dimostrazione — in una forma diversa da altre usuali — della condizione di adattamento di uniformità; si mette in luce che tale condizione è dettata, non tanto da considerazioni relative alle riflessioni, quanto dal fatto che il sistema di trasmissione deve funzionare soddisfacentemente per tutta una vasta gamma di frequenze.

Una seconda parte si riferisce al caso in cui fra i due bipoli sia interposto un quadripolo. Essa presenta, fra l'altro, un esame sistematico e una classificazione logica di tutti i coefficenti, che sono in uso in relazione a problemi di trasmissione e di adattamento d'impedenze. Poichè tali coefficenti, con denominazioni molto varie, dall'àmbito della telefonia si sono diffusi in altri campi, riuscirà utile ai lettori lo svolgimento ordinato di tutta una materia che finora si trovava soltanto sparsa nella letteratura tecnica, specialmente straniera.

LA REDAZIONE.

(²) A. F., 1938, VII, p. 332.

SAGGIO DI TRATTAZIONE SISTEMATICA DEI BIPOLI CON RESISTENZA DIFFERENZIALE NEGATIVA

NELLO CARRARA

Partendo dall'ipotesi che ogni bipolo a resistenza differenziale negativa presenti associate una capacità e una induttanza, viene esposta una teoria che spiega il funzionamento dei circuiti elettrici comprendenti codesti bipoli. Si ottengono le condizioni per la stabilità e la instabilità di tali circuiti; in queste ultime si inquadrano sia le oscillazioni sinusoidali, sia quelle di rilasciamento (complesse e reali). Viene studiato il comportamento dei bipoli con caratteristica ad N o ad S nei riguardi dei circuiti oscillatori esterni e si dà la ragione per cui i bipoli ad N non si prestano ad alimentare circuiti oscillatori a risonanza di corrente e i bipoli ad S non si prestano ad alimentare circuiti oscillatori a risonanza di tensione.



1. - Introduzione.

I bipoli, che presentano resistenza differenziale negativa, sono notoriamente di due tipi, secondochè le loro caratteristiche statiche hanno forma analoga a quella indicata nella figura 1, linea *a* (tetrodi, dinatron e simili), oppure analoga a quella indicata nella figura 2, linea *a* (archi, tubi a gas rarefatto e simili). Tali caratteristiche appaiono identiche nei tratti con pendenza negativa, ma differiscono nel modo con il quale i tratti con pendenza positiva sono ad essi raccordati. Il diverso andamento delle caratteristiche suggerisce di denominare: *bipoli N* quelli del primo tipo, *bipoli S* quelli del secondo tipo.

I bipoli N ed i bipoli S manifestano, in pratica, proprietà opposte, che qui sotto esponiamo sommariamente.

Mettendo in serie un bipolo N con un generatore di forza elettromotrice continua U di valore appropriato e con un resistore di resistenza R sufficientemente *elevata*, si hanno tre punti possibili di funzionamento: P, P', P'' (fig. 1), il primo dei quali è instabile, gli altri due sono stabili. Ciò significa che, abbandonando a se stesso il circuito nelle condizioni rappresentate da P, il punto di funzionamento passa automaticamente e casualmente da P in P' o in P''.

Se nel circuito sopra descritto è inserito anche un induttore e la resistenza è *inferiore* ad un certo limite, possono innescarsi e mantenersi oscillazioni di tipo speciale, dette comunemente oscillazioni di rilasciamento.

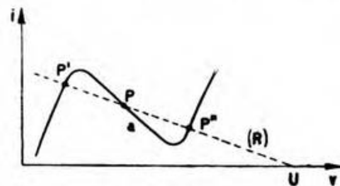


Fig. 1. — Caratteristica statica di una resistenza differenziale negativa N.

Se infine si sostituisce l'induttore con un circuito oscillatorio a risonanza di tensione, questo può mantenersi in regime di oscillazioni persistenti; ciò che non è invece possibile se il circuito oscillatorio è a risonanza di corrente.

Per contro, mettendo in serie un bipolo S con un generatore di forza elettromotrice U e con un resistore, per ottenere tre punti di funzionamento possibili, di cui uno instabile, la resistenza R deve essere sufficientemente *piccola* (fig. 2); se si vogliono conseguire oscillazioni di rilasciamento occorre che R sia *superiore* a un certo limite e che ai capi del bipolo sia derivato un condensatore; se infine si sostituisce al condensatore un circuito oscillatorio a risonanza di corrente, questo può mantenersi in regime di oscillazioni persistenti; ciò che non è possibile se il circuito oscillatorio è del tipo a risonanza di tensione.

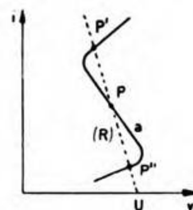


Fig. 2. — Caratteristica statica di una resistenza differenziale negativa S.

In un precedente lavoro (1) abbiamo studiato le condizioni di instabilità e la generazione delle oscillazioni di rilasciamento, anche nel caso in cui l'alimentazione è con corrente costante invece che con tensione costante U, come sopra si è supposto; ma non venne considerata l'applicazione dei bipoli N ed S per alimentare i circuiti oscillatori dei due tipi fondamentali.

Si mostrò allora che la forma delle caratteristiche statiche dei due tipi di bipolo è insufficiente da sola a giustificare il loro comportamento, e che è necessario pensare, associati ai bipoli, alcuni elementi reattivi — capacità e induttanza — la cui presenza non può essere naturalmente rivelata dalle caratteristiche statiche. Codesti elementi reattivi dipendono dalle condizioni fisiche di funzionamento dei bipoli: qui ci limitiamo a ricordare che, nel caso dell'arco, è stata riconosciuta la presenza di una induttanza apparente (2).

Che i bipoli N possano alimentare circuiti oscillatori a risonanza di tensione e i bipoli S possano alimentare circuiti oscillatori a risonanza

(1) N. Carrara: A. F., 1938, VII, p. 148.
(2) H. Gawehn e G. Valle: Ann. der Phys., 1934, XX, p. 601; 1935, XXIII, p. 381.

di corrente, è un fatto notissimo, lungamente e profondamente studiato (3); ma non sembra che sia ancora stata messa in evidenza, dal punto di vista teorico, la insufficienza dei bipoli N ed S ad alimentare, rispettivamente, circuiti oscillatori del secondo e del primo tipo.

Le considerazioni svolte nel presente lavoro mostrano che tali circostanze dipendono da quei medesimi elementi reattivi associati ai bipoli, la cui presenza provoca la instabilità e la generazione di oscillazioni di rilasciamento.

Qui di seguito viene esposto un tentativo di trattazione sistematica dei bipoli N ed S, in condizioni di stabilità e di instabilità, come generatori di oscillazioni di rilasciamento e di oscillazioni di tipo ordinario.

I. - BIPOLI N.

2. - Bipolo ideale con resistenza negativa costante.

Si consideri un bipolo ideale la cui caratteristica statica sia, in un certo intervallo di variabilità della tensione e della corrente, rettilinea con pendenza negativa; si consideri cioè un resistore negativo, che supponiamo inoltre privo di elementi reattivi e tale che $\frac{di}{dv} = -\frac{1}{R_n}$ sia negativa e costante. Mettendo in serie al resistore negativo ideale, un resistore positivo ordinario (eventualmente anche un generatore di f.e.m.) il punto di funzionamento sia P (fig. 3), ove vien posta l'origine degli assi.

Se, come sopra si è supposto, sono esclusi elementi reattivi, il punto P è privo di gradi di libertà: qualunque variazione virtuale della tensione, ai capi di uno dei due resistori, o della corrente, appare incompatibile coi vincoli. Non è allora evidentemente il caso di parlare di instabilità o di stabilità di funzionamento. Invece se, nel circuito considerato, sono presenti elementi reattivi — capacità e induttanze — tali variazioni sono consentite.

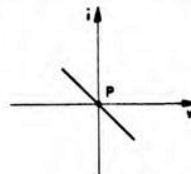


Fig. 3. — Per lo studio del comportamento di un bipolo N.

Completiamo allora il circuito con un condensatore e con un induttore, il che può farsi nei due modi rappresentati dagli schemi delle figure 4 e 5, e si cominci con lo studiare il primo caso. Scelti i versi positivi delle correnti e delle tensioni come è segnato nella figura 4, si ottengono le seguenti equazioni:

---

(3) B. VAN DER POL: H. F. Techn. u. El. Ak., 1926, XXVIII, p. 178. P. LE CORBEILLER: J. I. E. E., 1936, LXXIX, p. 361.

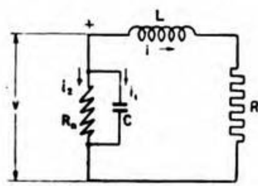


Fig. 4. — Schema equivalente di un bipolo N.

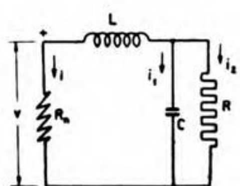


Fig. 5. — Schema equivalente di un bipolo S.

$$i + i_1 + i_2 = 0\,, \quad v = R_n\, i_2 = Ri + L\,\frac{di}{dt}\,,$$
$$\frac{i_1}{C} = \frac{dv}{dt} = R\,\frac{di}{dt} + L\,\frac{d^2 i}{dt^2}\,,$$

dalle quali si deduce subito:

[1] $$\frac{d^2 i}{dt^2} + a\,\frac{di}{dt} + bi = 0\,,$$

essendo: $a = \frac{R}{L} + \frac{1}{CR_n}$; $b = \frac{1}{LC}\left(1 + \frac{R}{R_n}\right)$.

L'integrale generale della [1] è:

[2] $$i = Ae^{k_1 t} + Be^{k_2 t}\,,$$

ove:

$$\left.\begin{matrix} k_1 \\ k_2 \end{matrix}\right\} = \frac{-a \pm \sqrt{a^2 - 4b}}{2}\,,$$

ed A e B sono due opportune costanti. A regime, nel punto di funzionamento P (fig. 3), dovrebbe essere: $i = i_1 = i_2 = 0$. Quindi la [2] indica quali sono le vicende di una variazione occasionale nelle condizioni di regime, in conseguenza della quale, al tempo zero, la i non sia nulla: se la i, non nulla al tempo zero, tende ad annullarsi, le condizioni di funzionamento rappresentate da P sono stabili; altrimenti sono instabili.

Possono darsi vari casi, qui sotto elencati, che proponiamo di distinguere con le denominazioni indicate.

Stabilità. — Il punto P è un punto di funzionamento stabile, quando:

$$b > 0 \quad \text{cioè} \quad R < |\,R_n\,|\,,$$
$$a > 0 \quad \text{cioè} \quad R_d < |\,R_n\,|\,,$$

essendo $R_d = \frac{L}{CR}$; è interessante osservare come, affinchè possa essere $a > 0$, occorre che R non sia nulla.

La stabilità può essere complessa o reale:

a) *stabilità complessa*, quando $a^2 < 4b$; infatti, in questo caso la [2] può essere così trasformata:

[3] $$i = M e^{-\frac{a}{2}t} \operatorname{sen}(\omega t + \varphi),$$

ove M e φ sono opportune costanti; essendo $a > 0$, ogni eventuale variazione nel regime delle correnti e delle tensioni si estingue attraverso una serie di oscillazioni smorzate;

b) *stabilità reale*, quando $a^2 \geqslant 4b$; infatti, k_1 e k_2 risultano reali e negative, e perciò la [2] mostra che ogni eventuale variazione nel regime delle correnti e delle tensioni è destinata a svanire.

Instabilità. — Essa si distingue in due tipi:

a) *instabilità di prima specie*, quando:

$$b < 0, \quad \text{cioè} \quad R > |R_n|;$$

qualunque sia il segno di a, k_1 e k_2 sono reali e, inoltre, $k_1 > 0$, $k_2 < 0$; pertanto, ogni eventuale variazione nel regime delle correnti o delle tensioni è destinata ad aumentare in valore assoluto, con legge di tipo esponenziale;

b) *instabilità di seconda specie*, quando:

$$b > 0, \quad \text{cioè} \quad R < |R_n|,$$
$$a < 0, \quad \text{cioè} \quad R_d > |R_n|;$$

se ne distinguono i due seguenti sottocasi:

b_1) *instabilità di seconda specie complessa*, quando $a^2 < 4b$, cioè k_1 e k_2 sono ambedue complesse coniugate; infatti la [2] assume anche in questo caso la forma [3], ed essendo ora $a < 0$, la i è oscillante con ampiezza crescente esponenzialmente;

b_2) *instabilità di seconda specie reale*, quando $a^2 \geqslant 4b$, cioè k_1 e k_2 sono ambedue reali e positive; infatti la [2] dice allora che la i è destinata ad aumentare in valore assoluto con legge di tipo esponenziale.

3. - Bipoli attuabili sperimentalmente.

Finora abbiamo limitato le considerazioni ad un intervallo di variabilità della tensione e della corrente, entro il quale è lecito ritenere che la caratteristica del resistore negativo abbia pendenza negativa e costante.

I casi di stabilità, nei quali la corrente, che eventualmente si stabilisce nel circuito, va progressivamente annullandosi, non inducono a ulteriori considerazioni; il ciclo di variabilità della i può ammettersi esaurito completamente entro l'intervallo sopra accennato.

Invece i casi di instabilità inducono a ulteriori e molto importanti considerazioni, basate sul fatto che la corrente cresce progressivamente in valore assoluto e che tale accrescimento continuerebbe indefinita-

mente, qualora la resistenza del resistore si mantenesse negativa e costante per qualunque valore di i e di v. Un simile accrescimento è fisicamente impossibile; quindi è impossibile che un resistore possa avere resistenza negativa e costante per qualunque valore di i e di v.

Si consideri, per esempio, il caso di instabilità di prima specie, che si manifesta quando $R > |R_n|$. Il progressivo accrescimento della i in valore assoluto deve necessariamente cessare, a un certo momento, per un opportuno valore della i o della v; ciò avviene quando il punto di funzionamento P, abbandonata la posizione originaria instabile, abbia raggiunto una posizione stabile. Si deve concludere che la caratteristica statica del resistore negativo ideale, di cui finora abbiamo considerato un tratto con pendenza negativa, deve, in un certo tratto a sinistra e in un certo altro tratto a destra di P, incontrare la retta rappresentativa di R in punti, rispettivamente P' e P'', che siano stabili.

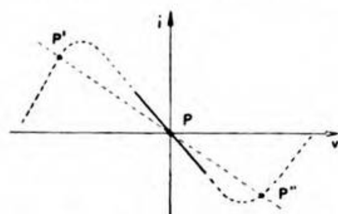


Fig. 6. — Per la ricerca delle condizioni di stabilità di funzionamento di un bipolo N.

Si presenta così spontaneo di completare la caratteristica del resistore considerato, nel modo rappresentato dalla figura 6, in forma cioè di N, ed è pure possibile provare che non vi sono altre eventualità.

Si può affermare che il gruppo, formato dal resistore ideale (con caratteristica statica N), dal condensatore e dall'induttore, com'è indicato nella figura 4, ha le medesime proprietà degli elementi elettrici reali (tetrodi, dinatron e simili) che in principio abbiamo chiamato bipoli N. Si constata quindi subito che il gruppo e un bipolo N si comportano identicamente nei riguardi della stabilità e della instabilità di prima specie. Passiamo a riconoscere che il comportamento è identico anche nei riguardi della instabilità di seconda specie, cioè nel caso della generazione di oscillazioni.

4. - Generazione di oscillazioni.

Generazione di oscillazioni complesse (o di tipo ordinario). — Se si considera il circuito della figura 4, in condizioni di instabilità di seconda specie complessa (§ 2-b_1), e si suppone ancora che P sia il punto iniziale di funzionamento, l'integrale generale [2] assume la forma [3], con $a < 0$; esso dunque rappresenta una corrente oscillante sinusoidalmente, con ampiezza crescente con legge esponenziale. Ma, come si è visto, cotesto accrescimento a un certo momento deve arrestarsi: si raggiungono condizioni di regime, nelle quali la corrente oscilla non più sinusoidalmente, con ampiezza finita.

Generazione di oscillazioni reali (di rilasciamento). — Il circuito della figura 4 diventa sede di oscillazioni di questo tipo, quando si trova nelle condizioni di instabilità di seconda specie reale (§ $2\text{-}b_2$).

Una delle condizioni occorrenti per questo caso, cioè $a^2 \geqslant 4b$, rende esplicito che il circuito è aperiodico, e quindi non vi può circolare una corrente oscillante di tipo ordinario (cioè come quella che vi fluisce nel caso della instabilità di seconda specie complessa).

Per acquistare la certezza che, tuttavia, la corrente i deve variare, riprendendo ciclicamente, a regime, i medesimi valori, basta pensare che il punto di funzionamento iniziale P è instabile, nè sono possibili altri punti di funzionamento stabili anche attribuendo alla caratteristica del resistore negativo la forma N. Abbandonando il circuito a se stesso, in condizioni estremamente vicine a quelle indicate da P, la corrente, in un primo tempo, aumenta in valore assoluto; l'aumento non può proseguire indefinitamente; viene infatti frenato e arrestato per l'intervento dei tratti a pendenza positiva della caratteristica N. Il valore di arresto così raggiunto non si mantiene, perchè ad esso non può corrispondere un punto di funzionamento stabile; quindi la corrente, non potendo ulteriormente aumentare nè conservare il valore raggiunto, dovrà diminuire, per poi tornare ad aumentare e così via.

La generazione di questo tipo di oscillazioni è stata analizzata nel precedente lavoro già citato, dal quale sono qui riportate le considerazioni che si riferiscono al caso più semplice.

Si supponga che la caratteristica N del resistore negativo sia formata da tre tratti presso che rettilinei (fig. 7): $P_4 P_1$ con resistenza positiva R_1, $P_1 P_3$ con resistenza negativa R_n, $P_3 P_2$ con resistenza positiva R_2; sia inoltre $R < | R_n |$, C molto piccolo, L assai grande, in modo che siano soddisfatte pienamente le condizioni di instabilità, di seconda specie, reale. A regime la i varia, in funzione di v, seguendo il ciclo $P_1 P_2 P_3 P_4$.

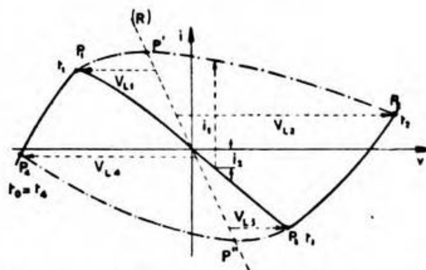


Fig. 7. — Oscillazioni di rilasciamento (reali) generate da un bipolo N.

Si ammetta infatti che al tempo $t_0 = t_4$ il punto di funzionamento sia P_4. Se il condensatore è molto piccolo, come in questa prima visione del fenomeno vogliamo supporre, la i resta praticamente eguale alla i_2 (fig. 4). Col passare del tempo la i deve allora aumentare, seguendo praticamente la caratteristica N da P_4 a P_1; corrispondentemente la tensione localizzata ai capi dell'induttore passa dal valore V_{L4} al valore V_{L1}. Raggiunto, ad un istante t_1, il valore rappresentato dal punto P_1, la corrente non può più variare seguendo la caratteristica N, poichè, se

così facesse, essa dovrebbe diminuire e quindi la tensione ai capi di L dovrebbe di colpo invertirsi. Accade invece che la corrente continua ad aumentare, se pure lievemente, fino in P', diminuisce lievemente fino in P_2, e quindi torna a seguire la caratteristica N da P_2 a P_3; successivamente se ne distacca, passando per i valori corrispondenti a P'', P_4, e così via. Il fatto che, nell'intervallo di tempo $t_2 - t_1$, la i è costantemente maggiore di i_2, si giustifica con l'intervento, non più trascurabile, del condensatore C. La corrente $i_1 = -(i + i_2)$ affluisce o defluisce nel condensatore, il quale può così mantenersi allo stesso potenziale del resistore negativo; tanto più queste correnti saranno notevoli e la capacità del condensatore piccola, tanto più breve sarà l'intervallo di tempo $t_2 - t_1$. A partire da t_2 (cioè da P_2), al quale istante i_1 è zero, la i deve continuare a diminuire, altrimenti la V_L si invertirebbe bruscamente; e deve anche diminuire V_L, altrimenti la i_1, che era corrente di carica del condensatore, diventerebbe corrente di scarica, mentre la tensione ai capi di C continuerebbe ad aumentare. Quindi, la i seguirà, in discesa, il tratto $P_2 P_3$ della caratteristica N (lungo il quale trascuriamo nuovamente i_1) e così via.

Nel caso ora discusso, il periodo delle oscillazioni risulta:

$$T = L\left(\frac{1}{R + R_1}\log\frac{V_{L4}}{V_{L1}} + \frac{1}{R + R_2}\log\frac{V_{L2}}{V_{L3}}\right).$$

5. - Combinazione di bipoli N con circuiti oscillatori.

Come abbiamo visto, nel circuito della figura 4, in condizioni di instabilità di seconda specie complessa, fluisce una corrente oscillante di tipo ordinario. Il gruppo inscindibile R_n, L, C di cotesto circuito costituisce un modello di un bipolo reale N. Si ricerca ora quale sarà il comportamento del gruppo — quindi del bipolo N — chiuso sopra un circuito oscillatorio esterno che può essere a risonanza di corrente oppure di tensione.

Per il caso di un circuito del primo tipo (fig. 8), si vede subito che l'induttanza propria del bipolo, L_1, si può considerare inclusa nella induttanza L del circuito oscillatorio.

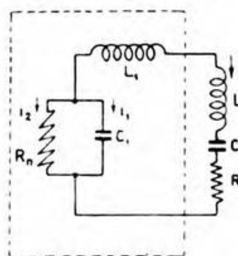


Fig. 8. — Bipolo N connesso con un circuito oscillatorio a risonanza di corrente.

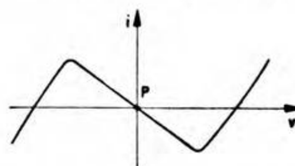


Fig. 9. — Caratteristica statica di un bipolo N.

Scelti i versi delle correnti come in figura, si ha, se P (fig. 9) è il solito punto di funzionamento al tempo zero:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i \, dt = R_n \, i_2 = \frac{1}{C_1} \int i_1 \, dt \, .$$

da cui si deduce:

[4] $$a \frac{d^3 i}{dt^3} + b \frac{d^2 i}{dt^2} + c \frac{di}{dt} + hi = 0 \, ,$$

ove:

$$a = R_n \, C_1 \, L; \quad b = C_1 \, R \, R_n + L; \quad c = R + R_n \left(1 + \frac{C_1}{C}\right); \quad h = \frac{1}{C} \, .$$

L'equazione caratteristica della [4]:

[5] $$ax^3 + bx^2 + cx + h = 0$$

si riduce, per $C_1 = 0$, alla seguente:

$$L \, x^2 + (R + R_n) \, x + \frac{1}{C} = 0 \, ,$$

le cui radici sono:

$$\left.\begin{matrix} k_1 \\ k_2 \end{matrix}\right\} = \frac{-(R + R_n)}{2 \, L} \pm \sqrt{\left(\frac{R + R_n}{2 \, L}\right)^2 - \frac{1}{L \, C}} \, .$$

Si suppongano k_1 e k_2 complesse (quindi $\left.\begin{matrix} k_1 \\ k_2 \end{matrix}\right\} = \alpha \pm j\beta$), al fine di considerare il caso, che qui è il solo interessante, nel quale si possano avere, nel circuito completo della figura 8 (sempre però per $C_1 = 0$), oscillazioni di tipo sinusoidale complesse; si supponga cioè:

[6] $$\frac{1}{L \, C} > \left(\frac{R + R_n}{2 \, L}\right)^2 , \quad R < | \, R_n \, | \, .$$

Le tre radici della [5] sono funzioni continue dei coefficienti, pertanto, per C_1 convenientemente piccolo, se le condizioni [6] sono rispettate, la [5] ammette due radici complesse, che differiscono da k_1 e k_2, tanto meno quanto più piccolo è C_1. La terza radice, che chiamiamo con γ, è allora reale; essa è anche positiva, secondo la regola di Cartesio, e, per $C_1 \to 0$, differisce sempre meno da $-\frac{1}{C_1 \, R_n}$, cioè tende all'infinito, perchè appunto per $C_1 \to 0$, il grado della [5] tende ad abbassarsi.

L'integrale generale della [4] può dunque, nelle ipotesi precedenti, scriversi così:

[7] $$i = B \, e^{\gamma t} + A \, e^{-\alpha t} \operatorname{sen} (\beta \, t + \varphi) \, .$$

La i appare, in tal modo, formata da due termini: il secondo oscillatorio con ampiezza progressivamente crescente, il primo crescente esponenzialmente. Si può anche dire che le oscillazioni avvengono attorno al valore $B\,e^{\gamma t}$ della i, che aumenta in valore assoluto con tanto maggiore rapidità, quanto più grande è γ (e quindi quanto più piccolo è C_1). In conseguenza di ciò, le oscillazioni vengono portate nell'una o nell'altra delle regioni nelle quali la resistenza del bipolo è positiva, dove dovranno necessariamente smorzarsi. In conclusione, nel circuito della figura 8 non può mantenersi stabilmente una corrente oscillante.

Il circuito ora considerato è assai semplice. Si possono, in pratica, presentare casi più complicati, come quello studiato sperimentalmente dal Budini ([4]) nel quale, invece di un semplice circuito oscillatorio a risonanza di corrente, è connesso col bipolo N un gruppo come quello disegnato nella figura 10.

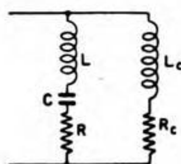


Fig. 10. — Per lo studio delle oscillazioni generate da un bipolo N.

Tale gruppo presenta per corrente continua una resistenza R_c finita, mentre che per una corrente variabile si comporta come un circuito a elementi in serie L, C, R ($R < |R_n|$); l'induttanza L_c serve per impedire il passaggio attraverso R_c della componente alternativa di corrente.

La scrittura e lo studio delle equazioni differenziali relative al circuito completo, costituito dal bipolo N e dal gruppo anzidetto, sono assai difficili. Ma è facile intuire, ciò che si può provare sperimentalmente come ha fatto il Budini, che se $R_c > |R_n|$, il centro di oscillazione si allontana da P, come prima, dirigendosi verso uno dei due punti stabili, determinati dall'incontro della retta rappresentativa di R_c condotta per P con la caratteristica N, ove le oscillazioni si estinguono. Se invece $R_c < |R_n|$, il centro di oscillazione compie a sua volta oscillazioni reali (di rilasciamento), mentre attorno ad esso si innescano oscillazioni complesse (sinusoidali), che sono di ampiezza crescente finchè il percorso del centro di oscillazione interessa i tratti a pendenza negativa della caratteristica statica del bipolo, e di ampiezza decrescente negli altri tratti a pendenza positiva.

Se il circuito esterno connesso con il bipolo N è un circuito a elementi in parallelo L, C, G, il comportamento del complesso è diverso. Esso presenta rispetto alla corrente continua una resistenza praticamente trascurabile in confronto con $|R_n|$, onde il punto P si può, per questo rispetto, considerare come un centro di oscillazione stabile. Se poi G è minore di $\dfrac{1}{|R_n|}$, attorno a questo centro di oscillazione dovranno innescarsi oscillazioni complesse, di ampiezza progressivamente cre-

([4]) P. Budini: A. F., 1939, VIII, p. 696 (in questo stesso fascicolo).

scente, fino a che non vengano interessati, durante il ciclo di oscillazione, anche i tratti a pendenza positiva delle caratteristiche statiche del bipolo N.

In quanto precede, si trovano, dunque, le ragioni per le quali il bipolo N non è adatto per alimentare il circuito oscillatorio a risonanza di corrente, mentre è adatto per il circuito a risonanza di tensione.

II. - BIPOLI S.

6. - Analogia col bipolo N.

Il circuito indicato nella figura 5 ha un comportamento nettamente diverso da quello, fin qui studiato, del circuito della figura 4. La differenza dipende unicamente dalla diversa inserzione della capacità C e dell'induttanza L. Tuttavia, il confronto fra i due schemi elettrici suggerisce un metodo rapido per arrivare a conclusioni simili a quelle esposte nel paragrafo 2. Basta, per questo, osservare che il circuito della figura 4 si trasforma in quello della figura 5 se la R e la R_n del primo si interpretano rispettivamente come R_n ed R per il secondo. In tal modo l'equazione [1] e l'integrale [2] valgono ancora, ove si intenda con i la corrente che circola in R_n e si scambino R ed R_n rispettivamente con R_n ed R; cosicchè risulta:

$$a = \frac{R_n}{L} + \frac{1}{C R}, \quad b = \frac{1}{L C}\left(1 + \frac{R_n}{R}\right),$$

e ancora:

$$\left.\begin{matrix} k_1 \\ k_2 \end{matrix}\right\} = \frac{-a \pm \sqrt{a^2 - 4b}}{2} .$$

7. - Comportamento di un bipolo S.

In base alla dimostrata analogia di trattazione, si possono senz'altro stabilire per il bipolo S i seguenti casi:

Stabilità. — Quando:

$$b > 0, \quad \text{cioè} \quad R > |R_n|,$$
$$a > 0, \quad \text{cioè} \quad R_d > |R_n|.$$

Se ne distinguono due tipi:

a) *stabilità complessa*, se $a^2 < 4b$, cioè se k_1 e k_2 sono complesse coniugate, con la parte reale negativa; la corrente compie un ciclo di oscillazioni, che si smorzano con legge esponenziale, sicchè il punto di funzionamento tende a ritornare stabilmente nell'origine;

b) *stabilità reale*, quando $a^2 \geqslant 4b$, cioè k_1 e k_2 sono reali e negative; la corrente torna a zero con legge di tipo esponenziale.

Instabilità. — Essa si distingue in due tipi:

a) *instabilità di prima specie*:

$$b < 0\,, \quad \text{cioè} \quad R < |R_n|\,;$$

qualunque sia il segno di a, k_1 e k_2 sono reali, inoltre $k_1 > 0$, $k_2 < 0$; pertanto la i è destinata ad aumentare in valore assoluto; valgono le considerazioni svolte, per lo stesso caso, nel paragrafo 2, le quali conducono alla conclusione che la caratteristica del bipolo, in un intorno di P, deve, in realtà, a sinistra e a destra di P incurvarsi nel modo rappresentato nella figura 2; i punti P', P'', ove la retta rappresentativa di R condotta per P incontra tali tratti, sono due punti di funzionamento stabile, verso l'uno o l'altro dei quali tende il punto di funzionamento del circuito;

b) *instabilità di seconda specie*:

$$b > 0\,, \quad \text{cioè} \quad R > |R_n|\,,$$
$$a < 0\,, \quad \text{cioè} \quad R_d > |R_n|\,.$$

Se ne distinguono i due sottocasi:

b_1) *instabilità di seconda specie complessa*, quando $a^2 < 4b$, cioè k_1 e k_2 sono complesse coniugate, con la parte reale maggiore di zero; nascono oscillazioni complesse (sinusoidali), di ampiezza crescente esponenzialmente, finchè non vengono interessati tratti della caratteristica grazie ai quali si raggiungono condizioni di regime;

b_2) *instabilità di seconda specie reale*, quando $a^2 \geqslant 4b$, cioè k_1 e k_2 sono ambedue reali e positive; anche in questo caso la corrente i è destinata ad aumentare in valore assoluto; valgono le considerazioni svolte nel paragrafo 2-b_2; nascono, anche in questo caso, oscillazioni reali (di rilasciamento). Per maggiori particolari su tali oscillazioni si veda il precedente lavoro già citato.

Esistono elementi elettrici a due morsetti (archi, raggruppamenti di triodi e simili), che hanno caratteristica statica del tipo della figura 2, e che, chiusi sopra una resistenza ordinaria, manifestano un comportamento identico a quello del circuito della figura 5; pertanto questo circuito (esclusa la resistenza R), che chiameremo bipolo S, rappresenta un modello completo per tali elementi.

Infine, svolgendo considerazioni parallele a quelle del paragrafo 5, si arriva a provare che un bipolo S è adatto ad alimentare un circuito oscillatorio a risonanza di corrente; non è adatto per un circuito oscillatorio a risonanza di tensione. In quest'ultimo caso il punto di funzionamento P, situato nell'origine al tempo zero, o si sposta in posizioni stabili ove le oscillazioni complesse si estinguono, ovvero compie cicli

di oscillazioni reali (di rilasciamento), fungendo da centro attorno al quale avvengono le oscillazioni complesse, l'ampiezza delle quali si esalta, durante i tratti che interessano la resistenza negativa, e si smorza, nei rimanenti tratti a pendenza positiva.

8. - Conclusioni.

In base all'ipotesi che ogni bipolo a resistenza differenziale negativa presenti associate una capacità e una induttanza, si può enunciare una teoria, la quale rende conto del funzionamento dei circuiti elettrici comprendenti simili bipoli. Si ricavano formule, che esprimono le condizioni di stabilità e di instabilità di funzionamento; dipende da queste la possibilità che nei detti circuiti si inneschino oscillazioni sinusoidali o di rilasciamento, che la teoria suggerisce di denominare rispettivamente oscillazioni complesse ovvero reali.

A seconda del modo con il quale la capacità e la induttanza sono associate alla resistenza negativa per la formazione del bipolo, il bipolo appartiene a uno dei così detti tipi N o S. La teoria svolta dà ragione del fatto, che i bipoli del primo tipo non si prestano ad alimentare circuiti oscillatori a risonanza di corrente, e che invece i bipoli del secondo tipo non si prestano per i circuiti a risonanza di tensione.

Tali conclusioni sono anche state sottoposte al vaglio della prova sperimentale con esito favorevole. Di ciò dà relazione un altro articolo ([5]).

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

([5]) Loc. cit. nota ([4]).

RICERCHE SPERIMENTALI SU CIRCUITI COMPRENDENTI BIPOLI A RESISTENZA DIFFERENZIALE NEGATIVA DI TIPO N

PAOLO BUDINI

Si espongono i risultati di alcune esperienze intraprese allo scopo di ricercare una conferma sperimentale di una teoria generale sul funzionamento dei circuiti comprendenti bipoli con resistenza differenziale negativa. Cercata la conferma dell'esistenza, necessaria per tale teoria, di una capacità ideale in parallelo col bipolo del tipo N, si è riusciti a determinarne il valore con vari metodi che hanno fornito risultati tra loro abbastanza concordanti. Si è quindi sperimentalmente analizzato il comportamento di un bipolo N come generatore di oscillazioni reali oppure complesse. Si è infine cercato di dare una soddisfacente interpretazione fisica alla constatazione, da tempo nota, che un bipolo N non è atto a mantenere, in regime stabile, oscillazioni complesse in un circuito a risonanza di corrente derivato su di esso.

Introduzione.

1. - Nell'intento di stabilire una conferma sperimentale alla teoria generale, sviluppata dal Carrara (1), dei circuiti comprendenti bipoli con resistenza differenziale negativa, è stata intrapresa una ricerca sperimentale su un particolare bipolo del tipo N, attuato mediante tubi elettronici.

La citata teoria presuppone, per il bipolo N, l'esistenza di una capacità, in parallelo con la resistenza negativa, la cui presenza ha un'importanza fondamentale nell'interpretazione delle varie particolarità del comportamento di esso. Perciò la ricerca è stata anzitutto rivolta ad accertare il valore di questa capacità, che è stato determinato con due diversi procedimenti.

La conoscenza di tale valore ha successivamente permesso di confrontare quantitativamente, con i risultati dell'esperienza, alcune previsioni della teoria sulle oscillazioni reali e complesse ottenibili con un bipolo N. In particolare, le considerazioni sul comportamento di un bipolo N in

(1) N. CARRARA: A. F., 1939, VIII, p. 683 (in questo stesso fascicolo).

parallelo con un circuito oscillatorio a risonanza di corrente, che costituiscono uno dei punti più caratteristici della teoria, sono state oggetto di accurato controllo sperimentale.

La capacità ideale nel bipolo N.

2. - Come si è detto, la ricerca è stata anzitutto indirizzata a constatare l'esistenza e a misurare il valore della capacità del condensatore ideale C, che conviene considerare nello schema generale di un bipolo N (fig. 1).

Come resistenza negativa di tipo N è stato usato un tubo FIVRE 1A6, montato secondo lo schema indicato nella figura 2; la caratteristica statica di questo bipolo, rilevata per $V_1 = 3$ V, $V_2 = 104$ V, $V_3 = 120$ V, è rappresentata nella figura 3 (²). La resistenza differenziale negativa è ottenuta per reazione statica, sfruttando il collegamento tra le griglie $g2$, $g3$, $g5$ e la $g4$ attraverso alla batteria V_2, la quale ha lo scopo di dare alla griglia $g4$ un potenziale inferiore di un valore costante a quello di $g2$, $g3$, $g5$. Infatti, in prossimità del potenziale di interdizione della griglia $g4$, ad un aumento di tensione tra i punti A e B corrisponde una diminuzione della corrente richiesta dal bipolo, poichè, essendo aumentato anche il potenziale di $g4$, gli elettroni non vengono più respinti da questa griglia verso la $g3$ o la $g5$, ma proseguono verso l'anodo (³).

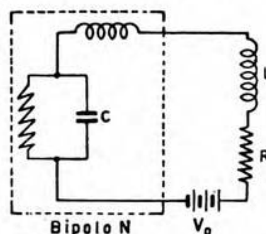


Fig. 1. — Circuito costituito da un bipolo N con un'induttanza e una resistenza in serie.

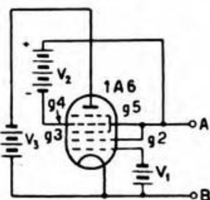


Fig. 2. — Schema costruttivo di un bipolo N (transitron).

Vogliamo incidentalmente notare, che sulla base di questo circuito si possono costruire resistori con resistenza negativa di qualsiasi valore e abbastanza stabile: per ottenere resistenze negative di grande valore assoluto basta far corrispondere, per mezzo di un partitore, a grandi variazioni della tensione di $g3$, $g5$ piccole variazioni della tensione di $g4$; il valore assoluto della resistenza negativa è allora maggiore di quello ottenibile con lo schema della figura 2, in rapporto uguale a quello di riduzione del partitore. Per ottenere invece resistenze negative

(²) Uno schema di questo tipo, chiamato « transitron », è stato usato da C. Brunetti: Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 88; A. F., 1939, VIII, p. 400.

(³) Questo tipo di resistore è stato adottato dopo alcune prove con bipoli di tipo N, basati sull'emissione secondaria, i quali, per la loro instabilità, si prestano poco ad essere adoperati in ricerche quantitative.

di piccolo valore assoluto, basta sostituire al partitore un amplificatore; il valore assoluto della resistenza negativa viene allora diminuito secondo il rapporto di amplificazione. Seguendo questo procedimento si sono ottenuti, per mezzo del circuito riportato nella figura 4, resistori in cui il tratto della caratteristica statica che ha pendenza negativa presenta una resistenza differenziale di circa — 100 Ω; per ottenere valori ancora inferiori, basta aumentare il guadagno dell'amplificatore ([4]).

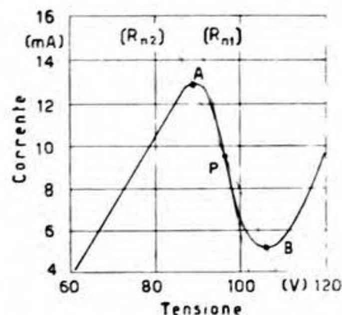


Fig. 3. — Caratteristica statica del bipolo N della figura 2, rilevata per $V_1 = 3$ V, $V_2 = 104$ V e $V_3 = 120$ V.

Con riferimento al circuito indicato nella figura 1, per compiere misure attendibili era necessario eliminare per quanto è possibile le capacità e le induttanze distribuite nei vari elementi del circuito, e in particolar modo quelle distribuite nel resistore variabile *R*. Si è fatto perciò uso di una serie di resistori fissi, del tipo a deposito carbonioso, accuratamente tarati e disposti. L'induttore *L* è stato costruito con un avvolgimento di un solo strato, su tubo di cartone bachelizzato.

Osserviamo che la caratteristica statica rappresentata nella figura 3 mostra che il circuito sperimentato presenta una resistenza differenziale variabile da punto a punto. Abbiamo indicato con R_{n1} la resistenza negativa nel punto di flesso *P*, nel quale essa raggiunge il minimo valore assoluto; abbiamo poi indicato con R_{n2} la resistenza differenziale negativa che corrisponde alla congiungente il punto *A* della caratteristica (i_{max}) col punto *B* (i_{min}).

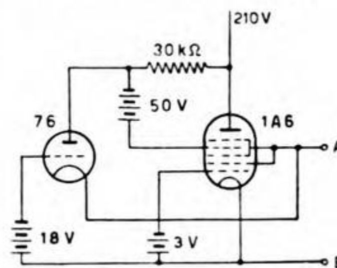


Fig. 4. — Schema costruttivo di un bipolo N a resistenza differenziale negativa di piccolo valore assoluto.

3. - È opportuno ora fare alcune considerazioni di carattere pratico sul significato della resistenza negativa R_n nelle condizioni che stabiliscono i due casi di ***instabilità di seconda specie*** ([1]).

([4]) Non ci risulta che valori così bassi per R_n siano stati ancora raggiunti; in alcuni casi può essere di grande utilità il poter disporre di resistori negativi di piccolo valore assoluto. Si veda ad esempio:
H. Iinuma: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 537; 1931, XIX, p. 467.
A. Pinciroli: A. F., 1934, III, p. 5.
G. Dilda: A. F., 1934, III, p. 731.

Condizione necessaria affinchè si possano avere oscillazioni, sia reali sia complesse, nel circuito della figura 1, è che la retta rappresentativa della resistenza esterna R non incontri la caratteristica statica del bipolo N in punti nei quali la resistenza differenziale sia positiva, poichè in tal caso si avrebbe la stabilità. Nell'ipotesi che la caratteristica statica del bipolo N sia formata con segmenti rettilinei, indicata con R_n la resistenza differenziale del tratto rettilineo a pendenza negativa, da tale condizione si deduce la disuguaglianza:

$$[1] \qquad R < | R_n | .$$

Nella pratica, invece, come si è visto, la caratteristica statica del bipolo non è formata da tratti rettilinei, e basta osservare la figura 3 per dedurre che in pratica la condizione [1] vien sostituita dalla:

$$[1'] \qquad R < | R_{n2} | .$$

Supponiamo che questa condizione sia soddisfatta, e che la retta rappresentativa della resistenza esterna R intersechi la caratteristica in un punto a pendenza negativa, allora la condizione necessaria e sufficiente per l'innesco di oscillazioni, sia reali sia complesse, è che (1):

$$[2] \qquad \frac{R}{L} + \frac{1}{C R_n} < 0 .$$

In questa relazione, che potrebbe essere dedotta anche mediante considerazioni energetiche, la R_n è la resistenza differenziale negativa nel punto in cui la retta rappresentativa della R incontra la caratteristica statica del bipolo N; perciò, nel nostro caso, supponendo che la tensione della batteria V_0 sia tale che questo punto di intersezione cada in P (fig. 3), la condizione [2] diventa:

$$[2'] \qquad \frac{R}{L} + \frac{1}{C R_{n1}} < 0 .$$

Le [1'] e [2'] sono dunque le condizioni d'innesco, che valgono quando il tratto discendente della caratteristica non ha pendenza costante e il punto di lavoro è P. Però, quando le oscillazioni, dopo l'innesco, hanno aumentato tanto di ampiezza da raggiungere condizioni di regime, deve essere presa in considerazione, invece di R_{n1} o di R_{n2}, una resistenza negativa equivalente R_{ne}, definita in base a considerazioni energetiche.

È intanto da osservare che, in generale, sussiste una diretta dipendenza tra l'ampiezza delle oscillazioni e la resistenza negativa equivalente; nel senso che il valore assoluto di questa ultima è tanto maggiore, quanto più grande è l'ampiezza delle oscillazioni. Una relazione precisa tra la resistenza negativa equivalente e le costanti del circuito si può trovare con relativa facilità soltanto nel caso delle oscillazioni complesse, le quali sono rappresentabili, e all'innesco, e in condizioni di regime, con la relazione:

$$i = M e^{-\frac{a}{2}t} \operatorname{sen}(\omega t + \varphi) , \qquad [3]$$

essendosi indicato con a il primo membro della disuguaglianza [2]. Risulta infatti esplicitamente da questa espressione che, in condizione di regime, deve essere $a = 0$, cioè:

$$| R_{ne} | = \frac{L}{C R} . \qquad [4]$$

4. - Supponiamo che inizialmente il circuito della figura 1 sia sede di oscillazioni persistenti, reali o complesse, e si pensi di aumentare gradatamente la R senza che il punto di lavoro P (fig. 3) si sposti; sono possibili i seguenti casi:

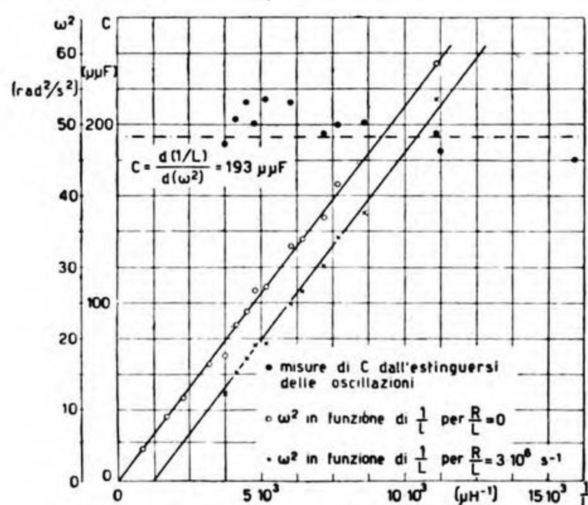


Fig. 5. — Diagrammi per la misura di C.

a) Ad un certo momento la R supera la $| R_{n2} |$; non è più soddisfatta la condizione [1'] e quindi le oscillazioni cessano bruscamente, perchè il circuito passa in condizioni di stabilità.

b) Limitando l'esame al caso di oscillazioni complesse, all'aumentare della R, poichè la [4] deve rimanere sempre soddisfatta, diminuisce la $| R_{ne} |$ fino al suo minimo valore possibile $| R_{n1} |$; raggiunto tale valore, per un successivo aumento di R tanto la [2'] quanto la [4] cessano di essere soddisfatte, quindi si deve avere, dopo una diminuzione graduale dell'ampiezza, la cessazione delle oscillazioni. Ciò avviene per:

$$R = \frac{L}{C \, | R_{n1} |} . \qquad [5]$$

Se, dunque, si riesce a determinare il valore della resistenza R per cui le oscillazioni scompaiono, conosciuto L e $|R_{n1}|$, è possibile ricavare C per mezzo della [5].

Sperimentalmente si è attuato ciò, accoppiando induttivamente il circuito alle placche deviatrici di un oscillografo catodico e determinando la resistenza per cui si ha lo spegnimento delle oscillazioni; naturalmente una misura di questo genere è solo approssimata, per la difficoltà di determinare l'esatto punto di estinzione; ad ogni modo i valori di C, rappresentati dai circoletti pieni nella figura 5 e corrispondenti a diversi valori di L, si aggirano, con scarti dell'ordine del 10 %, intorno al valore di 200 μμF.

5. - È possibile però, con un procedimento diretto, eseguire una misura di C assai più precisa.

Si supponga che il circuito della figura 1 sia sede di oscillazioni complesse, a regime, espresse dalla [3]; il quadrato delle loro pulsazioni, secondo la teoria svolta (¹), è espresso dalla relazione:

$$[6] \qquad \omega^2 = \frac{1}{LC} - \frac{1}{4}\left(\frac{R}{L} + \frac{1}{C\,|R_{ne}|}\right)^2.$$

Sostituendo in questa espressione il valore di $|R_{ne}|$ dato dalla [4], si ottiene molto semplicemente:

$$[7] \qquad \omega^2 = \frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2.$$

La [7] mostra che, se si fanno variare insieme la R e la L, in modo che il rapporto $\frac{R}{L}$ si mantenga costante, ω^2 varia linearmente con $\frac{1}{L}$, purchè C non dipenda nè da L nè da R. Allora, rappresentando graficamente ω^2 in funzione di $\frac{1}{L}$, si deve ottenere una famiglia di rette parallele con parametro $\frac{R}{L}$ e con coefficiente angolare $\frac{1}{C}$.

Esperienze condotte nel modo indicato hanno fornito effettivamente risultati in eccellente accordo con le previsioni (rette individuate dai circoletti e dalle crocette nella figura 5) e quindi è stato possibile misurare C, con notevole precisione; si è ottenuto $C = 193$ μμF.

È da notare che, nella esecuzione delle esperienze, il punto di lavoro P (fig. 3) deve sempre rimanere lo stesso, nonostante il cambiamento di R e di L; per raggiungere questo scopo la tensione di alimentazione V_0 è stata variata progressivamente con un potenziometro, di cui vien tenuto conto nel computo della R. Il valore della capacità del bipolo N, così determinato, è risultato notevolmente superiore a quello della capacità elettrostatica tra i morsetti A e B, misurata con un ponte a frequenza acustica, essendo il tubo spento; questa è infatti risultata di

120 μμF. Non si riesce a vedere per ora la ragione fisica di una così notevole differenza e non si è insistito a indagare su questo punto che esula dallo scopo della presente ricerca.

Oscillazioni reali e complesse di un bipolo N.

6. - Passiamo ora ad esaminare i due casi di instabilità di seconda specie che si possono presentare nel circuito della figura 1.

Dalla teoria (1) risulta che si hanno oscillazioni reali o complesse a seconda che l'espressione:

$$\left(\frac{R}{L} + \frac{1}{C\,|R_n|}\right)^2 - \frac{4}{L\,C} \tag{8}$$

sia rispettivamente maggiore o minore di zero; per giudicare del segno di questa espressione, è conveniente considerarla come funzione di una delle variabili R, L, C, R_n, e quindi risolvere l'equazione che si ottiene eguagliando la funzione a zero; operando, per esempio, rispetto ad R si ottiene che la radice maggiore (e quindi non negativa) R_0 sia:

$$R_0 = -\frac{L}{C\,|R_n|} + 2\sqrt{\frac{L}{C}}\,. \tag{9}$$

Allora, per le note proprietà delle equazioni di secondo grado, si ricava che si hanno oscillazioni complesse, quando:

$$R < R_0\,; \tag{10}$$

oscillazioni reali, quando:

$$R > R_0\,. \tag{10'}$$

Naturalmente anche qui, per potersi riferire ad oscillazioni a regime, nell'espressione di R_0 si deve sostituire ad R_n la resistenza negativa equivalente. Questo complica alquanto le cose perchè, come si è visto antecedentemente, nel caso delle oscillazioni reali non è possibile conoscere l'espressione di R_{ne} senza ricorrere all'equazione della caratteristica statica, e ciò è in pratica difficilmente attuabile (5). Per ovviare a tale difficoltà si è fatta la supposizione che, al momento del passaggio da un tipo di oscillazione all'altro, cioè in un piccolo intorno di $R = R_0$, la resistenza negativa equivalente non sia molto diversa da $\frac{L}{C\,R}$, suo valore per le oscillazioni complesse; sostituendo questo valore nella $R = R_0$ si ottiene come condizione di passaggio:

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}\,. \tag{11}$$

Per compiere una verifica sperimentale di questo risultato si è introdotto il valore della resistenza negativa equivalente, dato dalla [4],

(5) C. Brunetti: Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 1595; A. F., 1938, VII, p. 425.

nell'espressione [6] della pulsazione delle oscillazioni complesse, ottenendo semplicemente:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L C} - \frac{R^2}{L^2}} \,. \qquad [12]$$

I valori teorici di ω, calcolati con la [12], sono stati poi confrontati con quelli ottenuti sperimentalmente. Secondo la teoria, gli scarti fra i valori calcolati e quelli misurati devono mantenersi piccoli, finchè le oscillazioni sono complesse, e divenire più grandi, quando le oscillazioni diventano reali, e questa condizione di transizione dovrebbe avvenire quando si verifica la [11].

Come precedentemente, le misure sono state eseguite variando R ed L in modo da mantenere costante il loro rapporto. Nella figura 6 sono riportate in grafico la curva sperimentale e quella teorica di ω in funzione di L, per $\frac{R}{L} = 3 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$; si vede che la curva teorica incontra l'asse delle ascisse per $L = 510$ μH; durante le misure si è inoltre osservato che nell'intorno di questo valore la frequenza dipende notevolmente dal valore della tensione esterna applicata; aspetto, questo, caratteristico delle oscillazioni reali (6). Il passaggio da oscillazioni complesse a oscillazioni reali deve dunque avvenire per il valore di L precedentemente indicato. Secondo la [11] la fine delle oscillazioni complesse dovrebbe corrispondere, per $\frac{R}{L} = 3 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$, a $L = 575$ μH; l'accordo, data la difficoltà delle misure, può ritenersi soddisfacente.

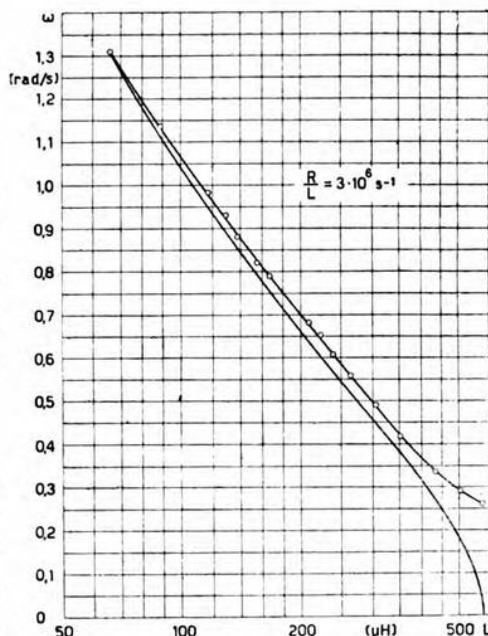


Fig. 6. — Diagrammi, sperimentale e teorico, della pulsazione in funzione dell'induttanza, per oscillazioni complesse.

(6) N. CARRARA: A. F., 1938, VII, p. 148.

Bipolo N con circuiti oscillatori a risonanza di corrente.

7. - Abbiamo anche cercato di verificare sperimentalmente i risultati delle considerazioni svolte (1) sul comportamento di un circuito oscillatorio a elementi in serie, derivato su un bipolo del tipo N. In un tale circuito si possono innescare oscillazioni solo quando il punto di funzionamento del bipolo N si mantiene sul tratto della caratteristica a pendenza negativa; quindi, attuando un circuito come quello riportato nella figura 7, in modo tale che nel circuito $C_1 R_1 L_1$ si inneschino oscillazioni persistenti, ad esempio reali, nel circuito $C_2 R_2 L_2$ dovrebbero potersi innescare oscillazioni immaginarie, durante quelle frazioni del periodo delle oscillazioni reali in cui il punto di funzionamento del bipolo percorre il tratto di caratteristica a pendenza negativa, e smorzarsi durante la rimanente parte del periodo.

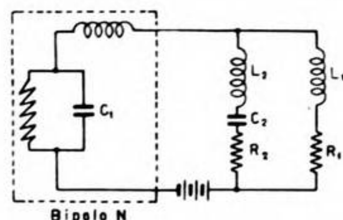


Fig. 7. — Schema per lo studio del comportamento di un bipolo N, connesso con un circuito oscillatorio a elementi in serie.

Nelle oscillazioni reali l'andamento della tensione in funzione del tempo si presenta notoriamente come nell'oscillogramma della figura 8, ottenuto semplicemente escludendo dallo schema della figura 7 il circuito $L_2 R_2 C_2$; i valori delle costanti essendo: $L_1 = 232$ mH, $R_1 = 50\ \Omega$, $C_1 = 193\ \mu\mu$F (secondo la misura precedente). Nei tratti di andamento lento il punto di lavoro del bipolo N percorre gli intervalli di caratteristica statica a pendenza positiva; nei tratti ripidi quelli a pendenza negativa; dunque durante questi ultimi il circuito $L_2 R_2 C_2$ dovrebbe entrare in oscillazione.

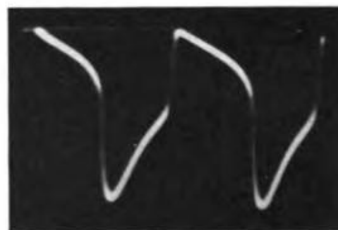
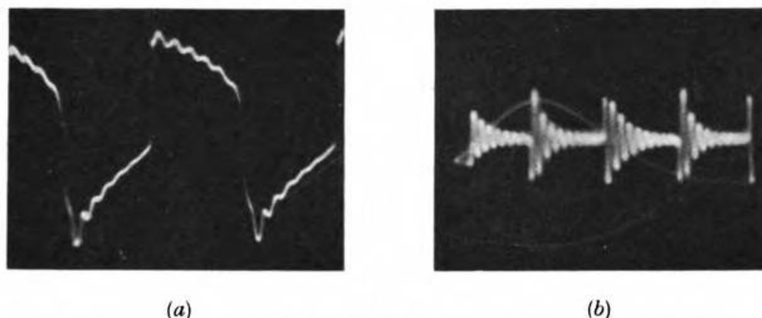


Fig. 8. — Oscillazioni di rilasciamento ottenute con un bipolo N.

L'esperienza ha pienamente confermato le previsioni teoriche, come lo dimostrano gli oscillogrammi riportati nelle figure 9, 10 e 11. Gli oscillogrammi *a* sono stati ottenuti collegando le placche deviatrici di un oscillografo catodico ai capi dell'induttanza L_1; in tal modo le oscillazioni dei due circuiti si rivelano sovrapposte; gli oscillogrammi *b*, invece, ottenuti collegando le placche ai capi dell'induttanza L_2, mostrano i treni di oscillazione del circuito a elementi in serie.

Gli oscillogrammi della figura 9 sono stati rilevati con $C_2 = 30\ \mu\mu$F ed $L_2 = 10$ mH; in quello *a* si vedono soltanto gli smorzamenti delle

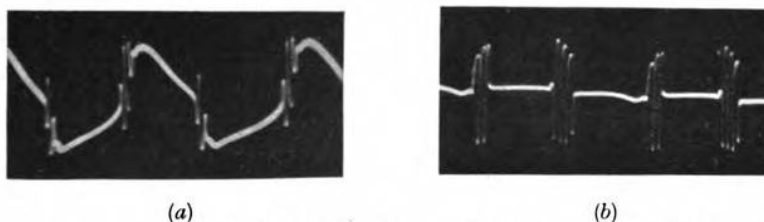
oscillazioni nei tratti ad andamento lento; non si ha tempo di vedere il loro innescarsi perchè i tratti ripidi sono di troppo breve durata,



(a) (b)

Fig. 9. — Treni di oscillazioni ordinarie: *a*) sovrapposte ad oscillazioni di rilasciamento; *b*) dopo l'eliminazione delle oscillazioni di rilasciamento.

rispetto alla frequenza delle oscillazioni del circuito a elementi in serie; in *b* si osservano i corrispondenti treni di oscillazioni smorzate del circuito a elementi in serie. Gli oscillogrammi della figura 10 sono stati ricavati con $C_2 = 3000$ μμF ed $L_2 = 5$ mH. Il valore della capacità C_2 influisce molto anche sulla forma e sulla frequenza delle oscillazioni del circuito $L_1 R_1 C_1$; quindi in queste fotografie si può osservare l'innescarsi



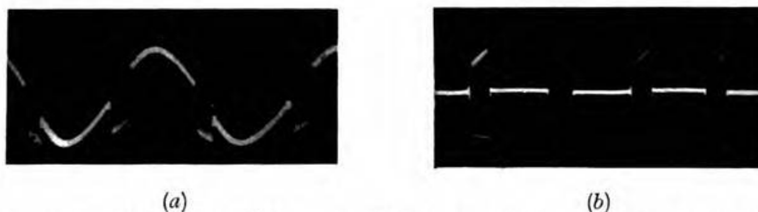
(a) (b)

Fig. 10. — Treni di oscillazioni ordinarie: *a*) sovrapposte ad oscillazioni di rilasciamento; *b*) dopo l'eliminazione delle oscillazioni di rilasciamento.

delle oscillazioni nei tratti ripidi, che questa volta sono di maggiore durata. Nella figura 11 la capacità C_2 è stata portata a 25 000 μμF mentre L_2 è sempre di 5 mH; le oscillazioni del circuito $L_1 R_1 C_1$ hanno una forma che si avvicina a quella sinusoidale; anche qui si innescano oscillazioni per tutto il tempo in cui il punto di funzionamento sta sul tratto di caratteristica a pendenza negativa.

È stato osservato che, quando ci si trova nelle condizioni per le quali risultano gli oscillogrammi delle figure 10 o 11, se si mette bruscamente in parallelo a C_2 un condensatore di sufficiente capacità, si innescano, tanto nel circuito $L_2 R_2 C_2$ quanto in quello $L_1 R_1 C_1$, oscillazioni sinu-

soidali persistenti, di ampiezza e frequenza uguali a quelle determinate dal primo circuito, e queste oscillazioni perdurano anche quando vien tolto il condensatore aggiunto. Ciò, forse, può essere spiegato suppo-



(a) (b)

Fig. 11. — Treni di oscillazioni ordinarie: a) sovrapposte ad oscillazioni di rilasciamento; b) dopo l'eliminazione delle oscillazioni di rilasciamento.

nendo che l'aggiunta del condensatore produca un passaggio del circuito a elementi in parallelo da oscillazioni reali a oscillazioni complesse, durante le quali vengono meno interessati i tratti a resistenza positiva della caratteristica, e quindi le oscillazioni del circuito a elementi in serie possono non smorzarsi.

Conclusione.

8. - Si è potuto constatare sperimentalmente, con le descritte esperienze, la presenza della capacità in parallelo a un bipolo di tipo N, la cui esistenza è stata prevista teoricamente dal Carrara per spiegare il funzionamento dinamico dei bipoli con resistenza negativa; si è osservato che il valore di questa capacità, per lo meno entro i limiti di approssimazione raggiunti e nel caso sperimentale considerato, non dipende dalle costanti del circuito. È immediatamente prevedibile che per una via analoga si riesca a dimostrare la presenza dell'induttanza in serie ai bipoli del tipo S.

Si è accertata la possibilità di ottenere, per mezzo di un bipolo N che alimenti un circuito parallelo, oscillazioni sia reali, sia complesse, e i valori delle costanti del circuito per cui queste oscillazioni si ottengono concordano con quelli previsti teoricamente.

Inoltre, sempre in accordo con la successiva teoria, è stato osservato il comportamento di un bipolo N nei riguardi di un circuito ad elementi in serie.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

ACCOPPIAMENTO DI BIPOLI E QUADRIPOLI E ADATTAMENTO DI IMPEDENZE

ANDREA FERRARI-TONIOLO

Viene svolta, in un quadro riassuntivo, la teoria dell'accoppiamento di un bipolo attivo (generatore) ad un bipolo passivo (utilizzatore), senza e con l'interposizione di un quadripolo lineare passivo. Vengono insieme illustrati i problemi relativi agli « adattamenti di impedenze ».

*Nel caso più semplice di bipolo attivo direttamente accoppiato al bipolo passivo, vengono distintamente determinate le otto condizioni di massimo che si possono considerare. Oltre all'*adattamento energetico, *si studia l'*adattamento di uniformità*; distaccandocisi dalle trattazioni consuete dell'argomento, si mostra come l'adattamento di uniformità sia richiesto, non tanto da considerazioni relative alle cosiddette « perdite di riflessione », quanto dalla necessità di avere una trasmissione uniforme in una vasta gamma di frequenza.*

Alcuni grafici ed un esempio numerico illustrano l'entità, i procedimenti di calcolo e l'andamento dei vari coefficenti (di disuniformità, di riflessione, ...) in uso nella tecnica delle telecomunicazioni.

Una seconda parte è dedicata allo studio dell'accoppiamento di un generatore ad un utilizzatore attraverso un quadripolo. Vengono sistematicamente passati in rassegna i diversi coefficenti mediante i quali si usa valutare l'efficenza della trasmissione dal punto di vista della corrente (fattore di inserzione), della potenza reale (grado di trasduzione), della potenza apparente (grado trasduttivo composito) trasmesse. Si mostra come si deduca dalla trattazione generale l'usuale « equivalente di trasmissione »; e come vi si ricolleghino le considerazioni relative ai rendimenti.

In tutto lo svolgimento è curata la simmetria delle definizioni e l'uniformità delle denominazioni, secondo alcuni criteri generali.

1. - Premessa.

Apparecchi a due ed a quattro morsetti (bipoli e quadripoli) sono i costituenti essenziali di ogni impianto elettrico e in particolare di ogni sistema di comunicazioni elettriche; il collegamento dei morsetti fra

loro, nei vari modi adatti ad ottenere i risultati tecnici prefissati, è l'operazione più comune nella costituzione di un insieme di apparecchiature.

Tale collegamento viene normalmente eseguito non in modo disordinato fra morsetto e morsetto, ma ordinatamente fra coppia e coppia di morsetti; si può pertanto chiamare in generale *accoppiamento* il sistema stesso di connessione.

Lo studio degli accoppiamenti fra bipoli e fra bipoli e quadripoli fornisce gli elementi per la risoluzione di innumerevoli problemi della pratica; ad esso si ricollega la trattazione degli *adattamenti di impedenze*, che tanta importanza hanno nella tecnica delle comunicazioni elettriche.

Lo studio di questi argomenti è già stato variamente sviluppato da tempo nella letteratura estera, per quanto in maniera frammentaria. Restano tuttavia da chiarire e da distinguere alcuni fondamenti del processo concettuale che ha portato a definire e ad usare vari tipi di adattamento di impedenze.

Oltre al sistematico chiarimento di tali idee, è scopo di questa esposizione un ordinato svolgimento dei temi accennati, in un nuovo inquadramento, che può risparmiare lunghe ricerche da fonti sparse e non italiane, e può avere la sua utilità da un punto di vista riassuntivo e didattico.

2. - Tensioni e correnti nell'accoppiamento di un bipolo attivo con uno passivo.

L'esempio più semplice di accoppiamento si ha in qualunque impianto che sia ridotto ai suoi elementi più essenziali, cioè ad un generatore collegato direttamente ad un utilizzatore (fig. 1).

Si ha allora l'accoppiamento di un bipolo attivo (generatore, emittente, trasmettitore) con un bipolo passivo (utilizzatore, ricevente, ricevitore), che considereremo ambedue a costanti concentrate e lineari. Un tale schema è alla base di innumerevoli applicazioni; e il suo studio è ricco di insegnamenti per svariatissimi casi pratici.

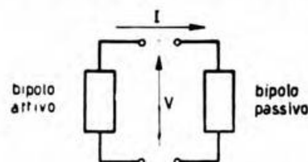


Fig. 1. — Accoppiamento diretto di un generatore con un utilizzatore.

Come è noto, studiare un circuito elettrico vuol dire in sostanza saper determinare tensioni e correnti, nei punti della rete che interessano. Nel caso di figura 1, la tensione che interessa è quella ai capi del bipolo passivo (comune anche ai capi del bipolo attivo); e la corrente è parimenti quella che percorre tanto il bipolo passivo quanto quello attivo. Indicheremo con V ed I i valori generici di tale tensione e di tale corrente.

Per specificare meglio la costituzione interna del bipolo attivo possiamo ricorrere, come è noto, a due schemi tipici fondamentali: quello del generatore di tensione costante V_v (pari alla tensione misurabile a

vuoto ai morsetti del bipolo attivo), avente in serie l'impedenza interna Z_i (di modulo $| Z_i |$ e di angolo di fase φ_i) (fig. 2 *a*); ovvero quello del generatore di corrente costante I_c (pari alla corrente misurabile ai morsetti del bipolo attivo chiusi in corto circuito), avente in parallelo la stessa impedenza Z_i (fig. 2 *b*) ([1]).

I due casi si corrispondono con perfetta dualità.

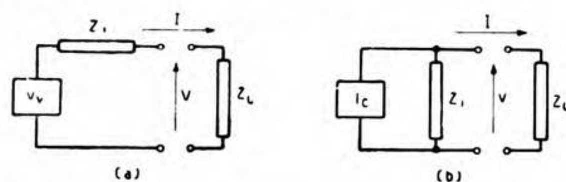


Fig. 2. — Accoppiamento di un bipolo passivo con uno attivo: *a*) con sorgente di tensione costante; *b*) con sorgente di corrente costante.

È facile dimostrare che, quando il generatore è chiuso sull'utilizzatore Z_u (di modulo $| Z_u |$ e di angolo di fase φ_u):

[1] $$\frac{V}{V_v} = \frac{1}{1 + \frac{Z_i}{Z_u}} ;$$

cioè:

[2] $$\left|\frac{V}{V_v}\right| = \sqrt{\frac{1}{1 + \left|\frac{Z_i}{Z_u}\right|^2 + 2\left|\frac{Z_i}{Z_u}\right| \cos(\varphi_u - \varphi_i)}} .$$

E analogamente:

[3] $$\frac{I}{I_c} = \frac{1}{1 + \frac{Z_u}{Z_i}} ;$$

[4] $$\left|\frac{I}{I_c}\right| = \sqrt{\frac{1}{1 + \left|\frac{Z_u}{Z_i}\right|^2 + 2\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right| \cos(\varphi_u - \varphi_i)}} .$$

La rappresentazione grafica dell'andamento dei rapporti $\left|\frac{V}{V_v}\right|$ e $\left|\frac{I}{I_c}\right|$, in funzione di $\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right|$ e $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$, è riportata nella figura 3.

([1]) Tutti i simboli che si riferiscono a tensioni, correnti, impedenze, ammettenze in generale, indicano ovviamente grandezze complesse, anche se sono rappresentati in carattere tipografico normale; quando ci si riferisce ai moduli di tali grandezze, è usato espressamente il segno di valore assoluto $| \ldots |$.

Si noterà che per $Z_i = Z_u$ (cioè per $|Z_i| = |Z_u|$ e per $\varphi = 0^o$) la tensione ai capi dei bipoli è esattamente la metà della tensione a vuoto, come pure la corrente è la metà della corrente di corto circuito.

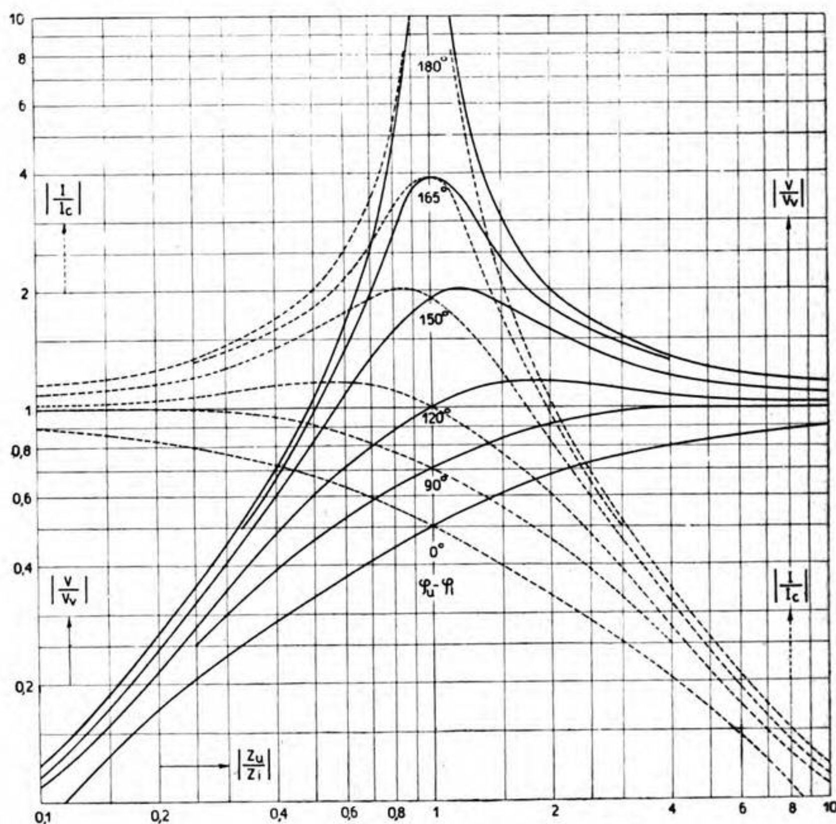


Fig. 3. — Rapporti $\left|\frac{I}{I_c}\right|$ e $\left|\frac{V}{V_r}\right|$ in funzione di $\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right|$ e di $\varphi_u - \varphi_i$.

Affinchè la tensione raggiunga esattamente il valore V_r e la corrente quello I_c, è necessario, sempre nell'ipotesi $|Z_u| = |Z_i|$, che sia $\varphi = 120^o$.

Per $\varphi < 90^o$ le curve hanno andamento sempre crescente o sempre decrescente. Invece per $\varphi > 90^o$ le curve presentano un massimo che diviene sempre più spiccato via via che φ cresce di valore. Per $\varphi = 180^o$ il massimo raggiunge addirittura l'infinito.

Si dimostra che il massimo si ha per:

$$\left|\frac{Z_i}{Z_u}\right| = \cos(\varphi_u - \varphi_i) \qquad [5]$$

quando si considerino le curve V; e per:

[6] $$\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right| = \cos(\varphi_u - \varphi_i)$$

quando si considerino le curve I.

Perciò in tutte le curve V (curve a tratto pieno della fig. 3) il massimo si presenta sempre per $|Z_u| > |Z_i|$; mentre nelle curve I (curve tratteggiate nella fig. 3) i massimi si hanno per $|Z_u| < |Z_i|$.

La presenza di questi massimi è ovviamente legata ai fenomeni di risonanza, che incominciano a comparire non appena l'impedenza del generatore e dell'utilizzatore hanno segno opposto nelle loro parti reattive.

Finchè le parti reattive delle impedenze sono smorzate nei loro effetti dalla presenza di notevoli perdite, cioè di notevoli parti ohmiche, il massimo di corrente o di tensione è appena pronunziato e corrisponde a valori di $|Z_u|$ assai diversi da $|Z_i|$.

Ma via via che φ aumenta, cioè che le parti reattive delle impedenze prevalgono sulle parti ohmiche, i massimi si fanno sempre più spiccati, cioè la risonanza è sempre più accentuata e avviene per valori di $|Z_u|$ sempre più prossimi a $|Z_i|$. I valori di tensione e di corrente raggiungibili in tali massimi superano anche, e notevolmente, il valore della tensione V_v o della corrente I_c di alimentazione; finchè, nel caso estremo $\varphi = 180^o$, si ha la risonanza ideale, in cui, le impedenze essendo divenute pure reattanze prive di perdite, corrente o tensione raggiungono valori infiniti. In tal caso, naturalmente irraggiungibile nella pratica, il massimo si ha esattamente per $|Z_u| = |Z_i|$.

La famiglia delle curve $\left|\frac{V}{V_v}\right|$, come pure quella delle $\left|\frac{I}{I_c}\right|$, partono o tendono tutte a valori assai prossimi all'unità; ciò avviene per valori di $|Z_u|$ relativamente ancora abbastanza prossimi a $|Z_i|$.

Per $\varphi = 0^o$ ovvero $\varphi = 180^o$ si ha praticamente (cioè con approssimazione del 2 % o meno) *corto circuito* non appena $|Z_u|$ è $\frac{1}{50}$ di $|Z_i|$, si ha *funzionamento* pari a quello *a vuoto* quando $|Z_u|$ sia 50 o più volte $|Z_i|$.

Per $\varphi = 90^o$ un funzionamento assimilabile (sempre con approssimazione del 2 %) a quello di corto circuito si ha non appena $|Z_u|$ è $\frac{1}{5}$ di $|Z_i|$; e il funzionamento a vuoto si ha per $|Z_u| \geqslant 5\,|Z_i|$.

Le variazioni nell'andamento di V o di I avvengono in un campo relativamente ristretto di variazione di $\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right|$, al di fuori del quale si ha, praticamente, funzionamento a vuoto o in corto circuito; di ciò si hanno molti esempi, come, fra l'altro, quando si considera l'andamento

dell'amplificazione effettiva di un tubo elettronico, in funzione del carico anodico rispetto alla resistenza interna.

3. - Potenza trasferita nel bipolo passivo. Diverse condizioni di massimo.

Un elemento di notevole interesse è la potenza reale trasferita nel bipolo passivo, cioè effettivamente utilizzata in Z_u.

Si calcola facilmente che tale *potenza utilizzata* vale:

[7] $$P_u = R_u I^2 = \frac{R_u V_v^2}{|Z_u + Z_i|^2} = \frac{R_u V_v^2}{(R_u + R_i)^2 + (X_u + X_i)^2} .$$

Esistono condizioni particolari in cui questa potenza raggiunge un massimo; ma tali condizioni differiscono fra loro, secondo che si immagini che siano dati l'utilizzatore (Z_u) e la tensione di alimentazione (V_v), ovvero il generatore in tutti i suoi elementi (V_v, Z_i).

Nel primo caso (che forse è il meno frequente) si tratta di progettare il generatore in modo che la sua impedenza interna sia la più opportuna, essendo stati dati V_v e Z_u. Si calcola allora il massimo di P_u, rispetto a $Z_i = R_i + jX_i$ presa come variabile. Si ricava che il massimo di P_u si ha per:

[8] $$R_i = 0 \qquad X_i = - X_u$$

e vale:

[9] $$P'_{u\,\max} = \frac{V_v^2}{R_u} .$$

Ben diversi sono i risultati, se si parte invece dall'ipotesi (corrispondente al maggior numero di casi della pratica) che si abbia un dato generatore e che si voglia progettare l'utilizzatore ad esso più adatto.

In tal caso è in nostro potere scegliere nel modo più conveniente la impedenza Z_u, mentre V_v e Z_i debbono essere assunti quali sono. Si calcola allora il massimo di P_u, rispetto a $Z_u = R_u + jX_u$ presa come variabile. Si ricava che il massimo di P_u si ha per:

[10] $$R_u = R_i \qquad X_u = - X_i$$

e vale:

[11] $$P_{u\,\max} = \frac{V_v^2}{4 R_i} .$$

Questa condizione, che, secondo la [10], si può riassumere dicendo che la massima potenza utilizzata si ha quando le impedenze dell'utilizzatore e del generatore sono fra loro coniugate, ha una importanza ben nota a tutti gli elettrotecnici e si chiama condizione di *adattamento energetico delle impedenze*.

A tale condizione conviene di avvicinarsi quanto più è possibile, quando si abbia interesse a migliorare al massimo il trasferimento di energia nell'utilizzatore.

Si può anzi considerare il *grado di utilizzazione* (²), definito come segue:

[12] $$U = \frac{P_u}{P_{u\,max}} = \frac{4\,R_i\,R_u}{|\,Z_i + Z_u\,|^2} = \frac{4\,R_i\,R_u}{|\,Z_i\,|^2 + |\,Z_u\,|^2 + 2\,|\,Z_i\,|\,|\,Z_u\,|\cos\varphi}\;;$$

esso esprime quale frazione di potenza sia trasferita effettivamente nell'utilizzatore rispetto alla massima trasferibile in condizione di adattamento energetico.

Il *livello di utilizzazione* è quindi (in decibel):

[13] $$10\log_{10}\frac{P_u}{P_{u\,max}} = 20\log_{10}\frac{2\sqrt{R_i\,R_u}}{|\,Z_i + Z_u\,|}\;.$$

Tale livello, essendo sempre $P_u \leqslant P_{u\,max}$, è costantemente negativo; e pertanto si può parlare di una *mancata utilizzazione* (pure in decibel):

[14] $$m = 10\log_{10}\frac{P_{u\,max}}{P_u} = 20\log_{10}\frac{|\,Z_i + Z_u\,|}{\sqrt{4\,R_i\,R_u}}\;.$$

Queste considerazioni, relative all'*optimum* di trasferimento di energia nell'utilizzatore, non debbono confondersi con quelle relative ai *rendimenti*, che si usano fare nella tecnica delle correnti forti. L'adattamento energetico delle impedenze mira ad avere la massima potenza possibile nell'utilizzatore (come interessa spesso nella tecnica delle correnti deboli), ma senza preoccuparsi se ciò comporta notevoli perdite passive; si può avere perciò un perfetto adattamento energetico ma un rendimento assai scarso.

Il rendimento è infatti espresso da:

[15] $$\eta = \frac{P_u}{P_{tot}} = \frac{R_u\,I^2}{(R_i + R_u)\,I^2} = \frac{R_u}{R_i + R_u}\;.$$

Le condizioni per cui il rendimento è massimo sono assai diverse da quelle considerate sopra.

Con riferimento alle varie condizioni di massimo viste fin qui (comprese quelle di tensione e corrente del paragrafo precedente), si può dire in riassunto che vi sono otto condizioni di massimo nettamente distinte fra loro.

Quattro si riferiscono all'ipotesi che sia dato l'utilizzatore $(R_u + jX_u)$. In tal caso:

1) La condizione di massima tensione si ha per: $\varphi_i = \pm 90^\circ$ (vale il segno +, se φ_u è negativo; e viceversa) e $|\,Z_i\,| = |\,Z_u\,|$ sen φ_u.

2) La condizione di massima corrente si ha per: $\varphi_i = \pm 90^\circ$ (vale il segno −, se φ_u è negativo; e viceversa) e $|\,Z_i\,| = \dfrac{|\,Z_u\,|}{\text{sen}\,\varphi_u}$.

(²) Per i criteri generali, seguiti nelle denominazioni dei vari coefficienti, si veda l'appendice.

3) La condizione di massima potenza reale trasferita si ha per $R_i = 0$ e $X_i = -X_u$.

4) La condizione di massimo rendimento si ha per: $R_i = 0$.

Altre quattro condizioni di massimo si riferiscono invece al caso che sia dato il generatore $(R_i + jX_i)$. In questo secondo caso (più frequente):

5) La condizione di massima tensione si ha per: $\varphi_u = \pm 90^o$ (vale il segno $+$, se φ_i è negativo; e viceversa) e $|Z_u| = \dfrac{|Z_i|}{\operatorname{sen} \varphi_i}$.

6) La condizione di massima corrente si ha per: $\varphi_u = \pm 90^o$ (vale il segno $+$, se φ_i è negativo; e viceversa) e $|Z_u| = |Z_i| \operatorname{sen} \varphi_i$.

7) La condizione di massima potenza reale trasferita si ha per: $R_u = R_i$ e $X_u = -X_i$.

8) La condizione di massimo rendimento si ha per: $R_u \rightarrow \infty$.

4. - Adattamento di uniformità.

Nell'accoppiamento di un bipolo attivo con uno passivo, oltre alla condizione di *adattamento energetico* (impedenze coniugate), è interessante considerare una diversa condizione di adattamento delle impedenze, che può essere detto, per distinguerlo dal precedente, *adattamento di uniformità* (3).

Quello che differenzia il nuovo problema da quelli trattati per giungere alla condizione di adattamento energetico delle impedenze, è che si voglia considerare (come difatti interessa assai nella pratica) il trasferimento di energia da un bipolo attivo ad uno passivo, *per tutto un campo, quanto si voglia ampio, di variazione della frequenza di alimentazione.*

In tale ipotesi, imponiamo alla tensione (se l'alimentazione è fatta a tensione costante: figura 2 *a*) ovvero alla corrente (se l'alimentazione è fatta a corrente costante: figura 2 *b*) ai capi del bipolo passivo (rispettivamente V ed I) di rimanere costanti al variare della frequenza (4).

(3) Per giungere a stabilire questa condizione di « adattamento di uniformità », si è usato spesso partire da considerazioni relative alle « riflessioni » che si hanno nel punto di trapasso fra due sistemi i quali presentano, alla trasmissione elettrica, diverse caratteristiche. Ma è opportuno notare che, innanzi tutto, in circuiti a costanti concentrate, come quelli che si considerano qui, non vi è modo di riferirsi ad una trasmissione « per onde » (che è soltanto possibile in sistemi a costanti distribuite, nei quali non si prescinde, come invece si fa in quella schematizzazione che si chiama « circuito », dall'elemento « spazio »); e manca quindi la base per introdurre lo studio di fenomeni di riflessione. In secondo luogo, anche nel caso di sistemi a costanti distribuite in cui si può matematicamente introdurre la considerazione di « onde riflesse » sovrapposte ad una onda di propagazione, non è la questione delle riflessioni (le quali, nel caso di funzionamento ad una sola frequenza fissa, hanno come sola pratica conseguenza quella di variare, cioè diminuire ovvero anche aumentare, apparentemente, la potenza emessa dal generatore) che abbia effettivamente guidato alla ricerca della condizione di adattamento di uniformità.

(4) Nella tecnica delle comunicazioni elettriche è appunto questo il problema per cui più ci si affatica: quello che il livello di tensione o di corrente

Ricordando le espressioni [2] e [4], la condizione che $V = p$ e che $I = q$ (dove p e q sono due generiche costanti, cioè espressioni indipendenti dalla frequenza) richiede che tanto $\left|\frac{Z_i}{Z_u}\right|$ quanto $\varphi_i - \varphi_u$ siano pure costanti (5).

In particolare sarà: $\left|\frac{Z_i}{Z_u}\right| = k$.

Ma come si ricava dallo studio delle relazioni che intercorrono fra moduli e angoli delle impedenze, se il rapporto dei moduli di due impedenze è costante al variare della frequenza, l'angolo $\varphi_i - \varphi_u$ non solo è pure costante, ma è addirittura nullo. Ciò è, del resto, intuitivo, poichè in reti di Kirchhoff soltanto due impedenze in fase possono avere andamento delle ampiezze (in funzione della frequenza) proporzionale fra loro. Resta pertanto stabilito che $\varphi_i - \varphi_u = 0$, e cioè che le due impedenze debbono avere la stessa fase.

Per quel che riguarda il valore della costante k, cioè il rapporto fra i moduli delle due impedenze, si può ora osservare che, se $\varphi_i = \varphi_u$, si ha anche: $R_u = kR_i$, $X_u = kX_i$; e quindi:

$$[16] \quad P_u = \frac{V_v^2 R_u}{(R_i + R_u)^2 + (X_i + X_u)^2} = \frac{V_v^2 R_i}{R_i^2 + X_i^2} \cdot \frac{k}{(1+k)^2} .$$

Si ha allora (6) che la massima potenza reale trasmissibile, per ogni frequenza, si ottiene per:

$$k = 1 ;$$

e in totale si ricava, come condizione di *adattamento di uniformità*:

$$[17] \qquad Z_i = Z_u \qquad (R_i = R_u, X_i = X_u) .$$

In tale condizione si ha dunque *la massima potenza reale che è possibile trasferire, per ogni frequenza, dopo aver ottemperato alla condizione che la tensione (o, rispettivamente, la corrente) ai capi del bipolo utilizzatore si conservi costante per tutta una gamma, comunque ampia, di variazione della frequenza.*

---

rimanga costante in un certo punto del circuito, al variare della frequenza trasmessa. Da un microfono, da un amplificatore, da una linea si richiede come comportamento ideale quello che permette di avere una tensione costante, ad esempio di uscita, entro tutta una vasta gamma di frequenza.

(5) Il valore di queste due nuove costanti si ricava ovviamente risolvendo, rispetto a $\left|\frac{Z_i}{Z_u}\right|$ e a $\varphi_i - \varphi_u$, il sistema $V = p$, $I = q$.

(6) L'unico valore positivo di k (come rapporto di moduli, k non può non essere positivo), che soddisfa alla equazione $\frac{d}{dk}\frac{k}{(1+k)^2} = 0$, è appunto $k = 1$; in tali condizioni si ha proprio un massimo, perchè:

$$\frac{d^2}{dk^2}\frac{k}{(1+k)^2} = 1 \text{ (positivo)}.$$

Il valore di tale potenza è lungi dall'essere quello della massima potenza trasmissibile (vedi la [11]) in condizioni di adattamento energetico e per un'unica frequenza data.

Non ha nemmeno nulla a che fare (come vedremo nel paragrafo successivo) con la massima potenza apparente che sia possibile trasferire per funzionamento ad una sola frequenza [7].

È importante sottolineare la differenza che vi è fra l'*adattamento energetico* e l'*adattamento di uniformità*, che spesso vengono confusi nell'unica ambigua denominazione di *adattamento delle impedenze*. Le condizioni a cui debbono soddisfare le impedenze nei due casi, come si è visto, sono nettamente diverse. Mentre la condizione di *adattamento energetico* è che le due impedenze siano fra loro coniugate, la condizione di *adattamento di uniformità* è che le due impedenze siano fra loro uguali in modulo e fase.

Spesso si tende a far sì che le impedenze del generatore e dell'utilizzatore siano resistenze pure e in tal caso le due condizioni distinte si confondono effettivamente in una sola:

$$R_i = R_u \, .$$

Ma in generale è necessario tener presente la differenza che passa fra le due condizioni. L'*adattamento di uniformità* porta ad un trasferimento di energia che rimane inferiore (spesso notevolmente) al massimo raggiungibile con l'*adattamento energetico*; ma il criterio di uniformità prevale per la sua importanza quando si debba trasferire energia non ad una sola frequenza ma per tutta una gamma di frequenze.

5. - Coefficente di disuniformità e fattore di riflessione.

Per esprimere numericamente in quale misura l'*adattamento di uniformità* sia raggiunto in un dato accoppiamento, sono stati introdotti alcuni coefficenti, assai in uso nelle trattazioni e specificazioni di telecomunicazioni.

Un primo « coefficente » usato è quello detto « di disuniformità » che è dato dalla espressione $\left|\dfrac{Z_u - Z_i}{Z_u + Z_i}\right|$ e che può essere introdotto con le seguenti considerazioni.

Partendo dallo schema già esaminato in figura 2 *a* (e riportato in figura 4 *a*) si voglia trasformarlo in uno schema equivalente in cui il bipolo passivo è sostituito (fig. 4 *b*) da un bipolo attivo, avente la stessa impedenza interna Z_i ed avente una tensione a vuoto ΔV_v pari all'incremento (positivo o negativo) che si deve dare a V_v, affinchè, nonostante la sostituzione di Z_u con Z_i, si abbia identico funzionamento (cioè, praticamente, la stessa corrente) nei due casi.

---

(7) A. F., 1938, VII, p. 332.

Nello schema così trasformato di figura 4 *b* l'*adattamento di uniformità delle impedenze* è raggiunto dunque a spese di una variazione ΔV_v della tensione di alimentazione.

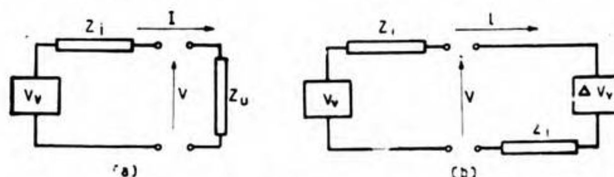


Fig. 4. — Genesi del « coefficente di disuniformità ».

Si ricava che:

$$I = \frac{V_v}{Z_i + Z_u} = \frac{V_v - \Delta V_v}{2\, Z_i}$$

e quindi:

$$[18] \qquad \left|\frac{\Delta V_v}{V_v}\right| = \left|\frac{Z_u - Z_i}{Z_i + Z_u}\right| .$$

Il « coefficente di disuniformità » può essere interpretato come la variazione relativa che è necessario apportare alla tensione di alimentazione V_v affinchè sia raggiunto l'*adattamento di uniformità* secondo lo schema di figura 4 *b* ([8]).

Il « coefficente di disuniformità » è sempre un numero positivo ([9]); ha valore nullo quando è nulla la disuniformità, cioè quando l'*adattamento di uniformità* è perfetto.

Il calcolo del valore del « coefficente di disuniformità » si fa ricordando che Z_i e Z_u sono grandezze complesse:

$$[19] \qquad \left|\frac{Z_u - Z_i}{Z_u + Z_i}\right| = \sqrt{\frac{|Z_i|^2 + |Z_u|^2 - 2\,|Z_i|\,|Z_u| \cos(\varphi_u - \varphi_i)}{|Z_i|^2 + |Z_u|^2 + 2\,|Z_i|\,|Z_u| \cos(\varphi_u - \varphi_i)}} .$$

([8]) Si usa qualche volta considerare anche il complemento all'unità di $\frac{\Delta V_v}{V_v}$ e cioè:

$$1 - \frac{\Delta V_v}{V_v} = 1 - \frac{Z_u - Z_i}{Z_u + Z_i} = \frac{2\, Z_i}{Z_u + Z_i} ;$$

lo si può denominare « coefficente di uniformità ».

([9]) Vi è chi considera anche il coefficente complesso $\frac{Z_u - Z_i}{Z_u + Z_i}$ e, trattandolo come un « fattore », ne considera pure i relativi « indici » e « livelli » logaritmici. Ma il « coefficente di disuniformità » non è un « fattore » nel senso da noi definito (vedi appendice) e considerarne i logaritmi porta ad incongruenze (come, ad esempio, quella che in condizioni di perfetto adattamento di uniformità si avrebbero « attenuazioni » infinite; il che è di assai ambigua interpretazione).

Ad esempio, in condizioni di *adattamento energetico delle impedenze* (vedi [10]) si ha:

[20] $$\left|\frac{Z_u - Z_i}{Z_u + Z_i}\right| = \sqrt{\frac{1 - \cos 2\,\varphi_i}{1 + \cos 2\,\varphi_i}} = \tan \varphi_i\,.$$

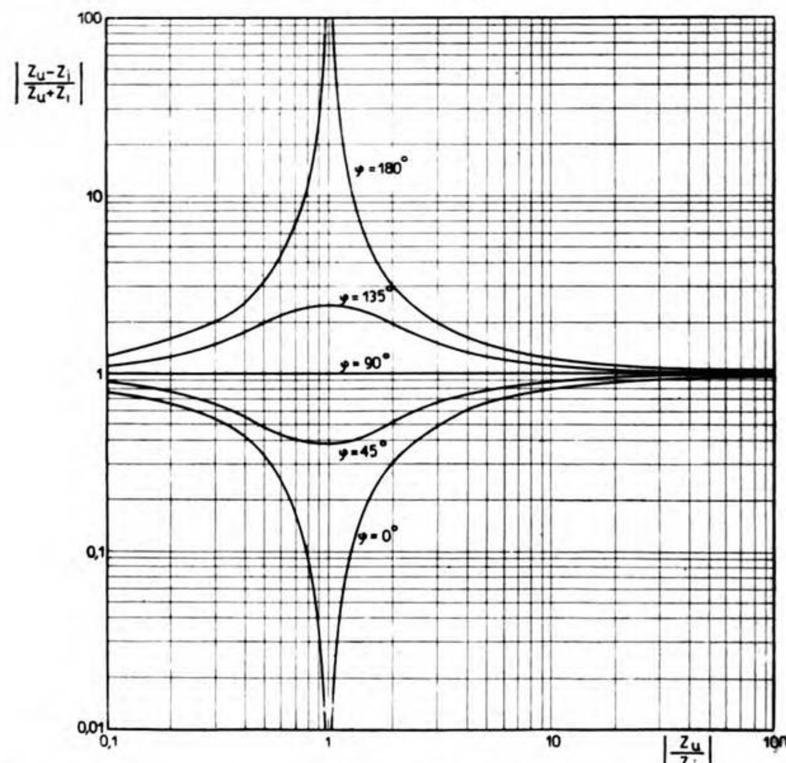


Fig. 5. — Andamento del « coefficente di disuniformità » in funzione di $\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right|$ e di $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$.

L'andamento del « coefficente di disuniformità » in funzione del rapporto $\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right|$ e per diversi valori di $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$ è rappresentato nella figura 5.

Un'altra espressione che viene usata in relazione a questioni di *adattamento di uniformità* è il « grado di riflessione »:

[21] $$\varrho^2 = \frac{4\,Z_i\,Z_u}{(Z_i + Z_u)^2}\,.$$

Esso si può far derivare dalla considerazione delle potenze apparenti in giuoco.

La potenza apparente trasferita nell'utilizzatore è in generale:

[22] $$P_a = |Z_u| I^2 = V_v^2 \frac{Z_u}{(Z_i + Z_u)^2} .$$

In condizione di perfetto adattamento di uniformità ($Z_i = Z_u$) la potenza apparente assume il valore particolare ([10]):

[23] $$P_a' = V_v^2 \frac{1}{4 Z_i} .$$

Se si fa il rapporto fra il valore generico di potenza apparente P_a e il valore particolare P_a', si ha appunto l'espressione:

$$\frac{P_a}{P_a'} = \frac{4 Z_i Z_u}{(Z_i + Z_u)^2} = \varrho^2 ,$$

la quale, per il modo stesso come è stata ricavata, mostra di essere legata al maggior o minor grado con cui è raggiunta la condizione di adattamento di uniformità.

Oltre al « grado di riflessione » si possono considerare (secondo i criteri esposti nell'appendice) anche il « fattore di riflessione »:

[24] $$\varrho = \frac{\sqrt{4 Z_i Z_u}}{(Z_i + Z_u)} ;$$

e così pure il « modulo di riflessione », « l'indice di riflessione », il « livello di riflessione » e così via.

Ad esempio quest'ultimo vale:

[25] $$\log_e \left| \frac{\sqrt{4 Z_i Z_u}}{Z_i + Z_u} \right| \quad \text{ovvero} \quad 20 \log_{10} \left| \frac{\sqrt{4 Z_i Z_u}}{Z_i + Z_u} \right|$$

(in neper) (in decibel)

e si calcola praticamente mediante l'espressione:

([10]) Questo valore particolare non è affatto il massimo valore di potenza apparente trasferibile. In alcuni scritti si asserisce questo, basandosi sul fatto che la derivata di P_a (vedi [22]) si annulla per $Z_i = Z_u$. Ma, poichè la derivata seconda di P_a non è sempre positiva, ma invece può assumere valori positivi, nulli o negativi in dipendenza del variare dei dati del problema, la condizione per cui $P_a = P_a'$ può costituire tanto un massimo, quanto un flesso, quanto un minimo della funzione P_a. In generale non è lecito quindi parlare di P_a' come della « massima potenza apparente trasmessa », potendo essere tanto $P_a > P_a'$ quanto $P_a' > P_a$ [loc. cit. nota (7)].

[26] $$\left|\frac{\sqrt{4\,Z_i\,Z_u}}{Z_i+Z_u}\right| = \sqrt{\frac{4\,|Z_i|\,|Z_u|}{|Z_i|^2+|Z_u|^2+2\,|Z_i|\,|Z_u|\cos\varphi}}\,.$$

Poichè il « livello di riflessione » può essere tanto positivo quanto negativo, si potranno avere tanto *guadagni* quanto *perdite di riflessione.*

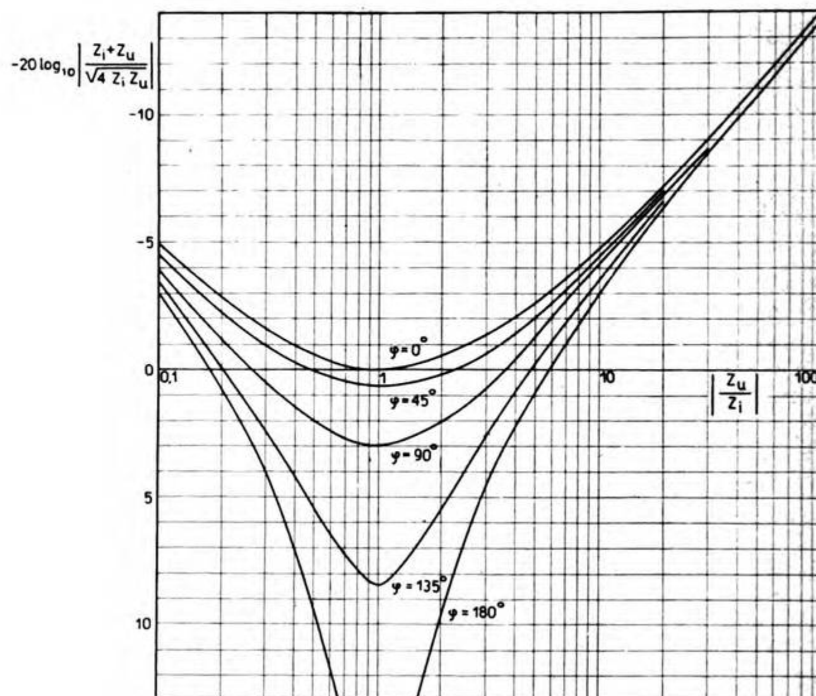


Fig. 6. — Andamento del « livello di riflessione » in funzione di $\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right|$ e di $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$.

In questo secondo caso, per calcolare l'attenuazione di riflessione in decibel, conviene usare l'espressione:

[27] $$20\log_{10}\left|\frac{Z_i+Z_u}{\sqrt{4\,Z_i\,Z_u}}\right| = 10\log_{10}\left(\left|\frac{Z_i}{4\,Z_u}\right| + \left|\frac{Z_u}{4\,Z_i}\right| + \frac{\cos\varphi}{2}\right).$$

L'andamento del « livello di riflessione » (vedi [25] e [26]) in funzione del rapporto $\left|\frac{Z_u}{Z_i}\right|$ e per diversi valori di φ è rappresentato graficamente nella figura 6.

6. - Esempio numerico. Diversi casi di adattamento fra un trasmettitore telefonico ed un ricevitore.

La tabella I illustra, con esempi numerici, i vari coefficenti nel caso che come generatore si consideri un trasmettitore telefonico del tipo cosiddetto « Standard ».

Tale trasmettitore (microfono più bobina di traslazione) ha una impedenza $Z_i = 425\ \Omega\ \underline{|45^{\circ}}$. Ammettendo che la tensione alternativa generata sia di 1 V efficace e abbia la frequenza di 800 Hz, si considerano vari casi corrispondenti a diversi valori di impedenza del ricevitore direttamente accoppiato al trasmettitore.

La prima colonna considera un valore assolutamente generico (in modulo e fase) di Z_u e mostra risultati pure generici per i vari coefficenti considerati.

La seconda colonna considera il caso dell'adattamento energetico delle impedenze e mostra come in tal caso la potenza reale utilizzata P_u raggiunga il valore massimo di 0,834 mW; e il grado di utilizzazione sia allora uguale all'unità.

La terza colonna considera il caso in cui $|Z_i| = |Z_u|$ e φ è il massimo possibile (135°); e tuttavia tensione e corrente non raggiungono i valori massimi, che vengono invece raggiunti nelle condizioni illustrate rispettivamente dalla quarta colonna ($V_{max} = 1{,}41$ V) e dalla quinta colonna ($I_{max} = 3{,}33$ mA).

La sesta colonna mostra come un elevato rendimento si ottenga soltanto in condizioni in cui correnti e potenze utilizzate siano minime.

Infine la settima colonna si riferisce alla condizione di perfetto adattamento di uniformità. In tal caso « livello di riflessione » e « coefficente di adattamento » sono zero; ma il grado di utilizzazione è solo 0,5; e 50 % è pure il rendimento (come nel caso di adattamento energetico delle impedenze: seconda colonna).

7. - Accoppiamento di bipoli attraverso un quadripolo.

Non sempre il generatore è direttamente connesso all'utilizzatore, secondo lo schema fin qui considerato (fig. 1). Anzi, nella maggior parte dei casi pratici, fra bipolo attivo e bipolo passivo è inserito un quadripolo; sia perchè ciò è imposto, ad esempio, dal fatto che i due bipoli sono in punti dello spazio distanti fra loro (ed allora il quadripolo è una linea di trasporto di energia o di telecomunicazione); sia perchè tale inserzione, come appunto intendiamo illustrare e come è largamente noto nella pratica, procura notevoli vantaggi.

Del resto, è nella natura stessa del quadripolo in genere di non essere un apparecchio fatto per rimanere a sè stante; è anzi normale che i suoi morsetti d'entrata e di uscita siano collegati con morsetti di altri quadripoli o bipoli.

TABELLA I.

Esempio numerico: $Z_i = 425\ \Omega\ \underline{|45^\circ}$ $V_r = 1$ V $R_i = 300\ \Omega$ $L_i = 60$ mH

Apparecchio trasmittente Standard: $I_r = 2{,}35$ mA $X_i = +300\ \Omega$ $f = 800$ Hz $\omega = 5000$ rad/s

	$R_u = 100\ \Omega$ $X_u = 0\ \Omega$	$R_u = 300\ \Omega$ $X_u = -300\ \Omega$	$R_u = 0\ \Omega$ $X_u = -425\ \Omega$	$R_u = 0\ \Omega$ $X_u = -600\ \Omega$	$R_u = 0\ \Omega$ $X_u = -300\ \Omega$	$R_u = 10^5\ \Omega$ $X_u = 0\ \Omega$	$R_u = 300\ \Omega$ $X_u = +300\ \Omega$
$\lvert Z_u \rvert$	100 Ω	425 Ω	425 Ω	600 Ω	300 Ω	100 000 Ω	425 Ω
$\lvert Z_u \rvert / \lvert Z_i \rvert$	0,23	1	1	1,41	0,71	235	1
φ_u (angolo fra V e I)	0°	— 45°	— 90°	— 90°	— 90°	0°	+ 45°
$\varphi = \varphi_u - \varphi_i$	— 45°	— 90°	— 135°	— 135°	— 135°	— 45°	0°
V (vedi [2])	0,2 V	0,71 V	1,31 V	1,41 V	1 V	1 V	0,5 V
I (vedi [4])	2 mA	1,66 mA	3,08 mA	2,35 mA	3,33 mA	0,01 mA	1,175 mA

$P_u = V\ I \cos \varphi_u$	0,4 mW	0,834 mW	0 mW	0 mW	0 mW	0,01 mW	0,417 mW
Grado di utilizzazione $P_u / P_{u\,max}$ (vedi [12])	0,48	1	0	0	0	0,012	0,5
Mancata utilizzazione $-10 \log_{10} P_{u\,max} / P_u$ (vedi [14])	3,18 dB	0 dB	∞ dB	∞ dB	∞ dB	19,2 dB	3 dB
Rendimento $R_u / (R_i + R_u)$ (vedi [15])	25 %	50 %	0 %	0 %	0 %	99,99 %	50 %
Livello di riflessione $20 \log_{10} \left\| \frac{\sqrt{4 Z_i Z_u}}{Z_i + Z_u} \right\|$ (vedi [25])	− 1,6 dB	+ 3 dB	+ 8,3 dB	+ 7,5 dB	+ 7,5 dB	− 17,7 dB	0 dB
Coefficente di disuniformità $\left\| \frac{Z_u - Z_i}{Z_u + Z_i} \right\|$ (vedi [18])	0,72	1	2,4	2	2,25	1	0

Il più semplice schema tipico di collegamento, corrispondente ad un gran numero di casi della pratica, è quello rappresentato nella figura 7, nel quale un generatore fornisce energia ad un utilizzatore attraverso un quadripolo di trasmissione o di accoppiamento.

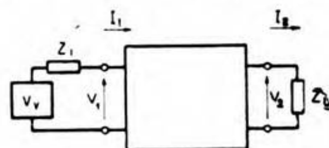


Fig. 7. — Accoppiamento di bipoli attraverso un quadripolo.

Restringendoci a considerare la classe dei circuiti lineari, secondo l'impostazione della trattazione già svolta, i bipoli sono rappresentati da una semplice impedenza (bipolo passivo: Z_u) ovvero da una impedenza in serie con una sorgente di tensione costante (bipolo attivo: Z_i in serie con V_v).

Il quadripolo può essere caratterizzato da una qualunque delle terne di parametri tipici del quadripolo ([11]).

8. - Accoppiamento di un quadripolo passivo con un bipolo passivo.

Un primo problema interessante è quello di determinare l'impedenza equivalente alla sola parte passiva dello schema tracciato nella figura 7: cioè l'impedenza Z' che presenta ad un estremo un quadripolo quando sia chiuso all'altro estremo su un'impedenza di utilizzazione Z_u (fig. 8).

Se il quadripolo è dato mediante le sue equazioni (cioè son dati i relativi coefficenti A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}) si ha:

[28] $$Z' = \left(\frac{V_1}{I_1}\right)_{\frac{V_2}{I_2}=Z_u} = \frac{A_{11}V_2 + A_{12}I_2}{A_{21}V_2 + A_{22}I_2} = \frac{A_{11}\frac{V_2}{I_2} + A_{12}}{A_{21}\frac{V_2}{I_2} + A_{22}} = \frac{A_{11}Z_u + A_{12}}{A_{21}Z_u + A_{22}}\,.$$

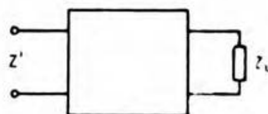


Fig. 8. — Accoppiamento di un bipolo e di un quadripolo passivo.

Da questa espressione e dalle relazioni che permettono di avere A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22} in funzione di altre terne di parametri, si possono ricavare le formule che dànno l'impedenza Z' nel caso in cui il quadripolo sia definito mediante uno qualunque dei gruppi di coefficenti.

Per esempio, se il quadripolo è dato mediante le impedenze immagini H_1 e H_2 e l'esponente di trasduzione immagine Θ, si ha:

[29] $$Z' = \frac{Z_u\sqrt{\frac{H_1}{H_2}}\cosh\Theta + \sqrt{H_1 H_2}\,\text{senh}\,\Theta}{\frac{Z_u}{\sqrt{H_1 H_2}}\,\text{senh}\,\Theta + \sqrt{\frac{H_2}{H_1}}\cosh\Theta} = H_1\frac{Z_u\cosh\Theta + H_2\,\text{senh}\,\Theta}{Z_u\,\text{senh}\,\Theta + H_2\cosh\Theta}\,.$$

([11]) A. F., 1937, VI, p. 333 e 403.

9. - Inserzione di un quadripolo passivo fra un bipolo attivo e un bipolo passivo.

Un secondo problema si riferisce allo studio di funzionamento dello schema completo del bipolo attivo, oltre che del quadripolo e del bipolo passivo (fig. 7).

In tale caso il funzionamento complessivo può essere studiato attraverso la determinazione della corrente I_2 che esce dal quadripolo e che percorre l'utilizzatore. Oltre all'impedenza di questo (Z_u) si considerano come dati del problema la tensione a vuoto del generatore (V_v) la sua impedenza interna (Z_i) e le grandezze che determinano il quadripolo (ad esempio H_1, H_2, Θ).

Si ha:

[30]
$$V_v = V_1 + I_1 Z_i \,; \qquad V_2 = Z_u I_2 \,.$$

E quindi in base alle equazioni del quadripolo e alle formule di trasformazione:

[31]
$$\begin{aligned} V_v &= (A_{11} V_2 + A_{12} I_2) + Z_i (A_{21} V_2 + A_{22} I_2) = \\ &= I_2 (A_{11} Z_u + A_{12} + A_{21} Z_i Z_u + A_{22} Z_i) = \\ &= I_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{H_1 H_2}} \cdot [(H_2 Z_i + H_1 Z_u) \cosh \Theta + (H_1 H_2 + Z_i Z_u) \operatorname{senh} \Theta] \,. \end{aligned}$$

Da cui:

[32]
$$I_2 = V_v \cdot \sqrt{H_1 H_2} \cdot \frac{1}{(H_2 Z_i + H_1 Z_u) \cosh \Theta + (H_1 H_2 + Z_i Z_u) \operatorname{senh} \Theta} \,;$$

ovvero anche le espressioni seguenti, le quali si ottengono attraverso trasformazioni un po' artificiose, ma che si prestano ad alcune eleganti considerazioni:

[33]
$$\begin{aligned} I_2 &= V_v \cdot \sqrt{H_1 H_2} \cdot \\ &\cdot \frac{1}{\frac{1}{2}[e^{\Theta}(H_2 Z_i + H_1 Z_u + H_1 H_2 + Z_i Z_u) + e^{-\Theta}(H_2 Z_i + H_1 Z_u - H_1 H_2 - Z_i Z_u)]} = \\ &= V_v \cdot \frac{2\sqrt{H_1 H_2}}{e^{\Theta}} \cdot \frac{1}{(H_1 + Z_i)(H_2 + Z_u) - e^{-2\Theta}(H_1 - Z_i)(H_2 - Z_u)} = \\ &= V_v \cdot \frac{2\sqrt{H_1 H_2}}{e^{\Theta}} \cdot \frac{\frac{1}{(H_1 + Z_i)(H_2 + Z_u)}}{1 - e^{-2\Theta} \frac{(H_1 - Z_i)(H_2 - Z_u)}{(H_1 + Z_i)(H_2 + Z_u)}} \cdot \frac{Z_i + Z_u}{Z_i + Z_u} \cdot \frac{\sqrt{4 Z_i Z_u}}{\sqrt{4 Z_i Z_u}} = \\ &= \frac{V_v}{Z_i + Z_u} \cdot \frac{Z_i + Z_u}{\sqrt{4 Z_i Z_u}} \cdot \frac{\sqrt{4 H_1 Z_i}}{H_1 + Z_i} \cdot \frac{\sqrt{4 H_2 Z_u}}{H_2 + Z_u} \cdot e^{-\Theta} \cdot \frac{1}{1 - \frac{H_1 - Z_i}{H_1 + Z_i} \cdot \frac{H_2 - Z_u}{H_2 + Z_u} \cdot e^{-2\Theta}} \,. \end{aligned}$$

Questa formula, suddivisa nei fattori così messi in luce, ha una notevole importanza nella teoria dei circuiti elettrici, in modo particolare perchè i vari fattori si son fatti corrispondere, in un'analisi minuziosa dei fenomeni, a diverse cause fisiche parziali. Il primo fattore $\frac{V_v}{Z_i + Z_u}$ rappresenta la corrente I_u che percorrerebbe l'utilizzatore Z_u se esso fosse accoppiato direttamente al generatore (§ 2) senza l'interposizione del quadripolo.

L'insieme degli altri cinque fattori (che vale $J = I_2/I_u$) è quello che qualche volta si denomina « perdite di inserzione » ma che più propriamente indicheremo con « fattore di inserzione »; e rappresenta il rapporto fra il valore della corrente che effettivamente circola nell'utilizzatore, nelle condizioni definite dai collegamenti di figura 7, e quello della corrente che circolerebbe se fra generatore e utilizzatore non vi fosse il quadripolo di trasduzione (12).

Dei cinque fattori i primi tre sono tutti della stessa forma: espressioni tipiche di « fattori di riflessione » come li abbiamo già denominati (§ 5). Il primo è l'inverso del « fattore di riflessione » relativo all'accoppiamento diretto di Z_i con Z_u; esso infatti assume valore unitario (cioè non influenza il valore totale del « fattore di inserzione ») soltanto in condizione di perfetto adattamento di uniformità fra le impedenze Z_i e Z_u. Il secondo e il terzo sono i « fattori di riflessione » relativi, rispettivamente, all'accoppiamento di Z_i con H_1 e a quello di H_2 con Z_u; essi assumono il valore unitario per le rispettive condizioni di uniforme adattamento:

$$H_1 = Z_i \quad ; \quad H_2 = Z_u.$$

Il fattore $e^{-\Theta}$ è il noto « fattore di trasduzione immagine ».

L'ultimo fattore, più complesso degli altri, è denominato « fattore di interazione »; esso contiene le espressioni:

[34] $$\left|\frac{H_1 - Z_i}{H_1 + Z_i}\right| \quad \text{e} \quad \left|\frac{H_2 - Z_u}{H_2 + Z_u}\right|$$

che sono denominate (§ 5) « coefficenti di disuniformità » rispettivamente dell'impedenza H_1 con la Z_i, e di H_2 con la Z_u.

Il « fattore di interazione » diventa di valore unitario sia nel caso in cui si abbia *adattamento di uniformità* ad una qualsiasi delle estremità del quadripolo, sia nel caso in cui la parte reale di Θ sia molto grande.

Tale fattore di interazione è legato infatti all'immagine che ci si fa di fenomeni di riflessione nell'interno del quadripolo; la relativa energia di riflessione è appunto quella che, in via fittizia, viaggia dalla prima

(12) Poichè si tratta di un rapporto di correnti *percorrenti la stessa impedenza*, risulta effettivamente un rapporto in cui numeratore e denominatore hanno le dimensioni di una radice quadrata di potenza e quindi è da usarsi la denominazione « fattore » (vedi appendice).

estremità alla seconda e poi dalla seconda alla prima e così via ([13]), nel caso che non sussista adattamento di impedenze in alcuna delle due estremità e che la costante di attenuazione sia di valore sufficentemente basso.

Ma se anche uno solo degli estremi ha un perfetto adattamento, ovvero se l'attenuazione nell'interno del quadripolo è assai elevata, il continuo «pendolamento» di energia riflessa da un estremo all'altro viene subito spezzato a quella estremità che è in perfetta condizione di adattamento ovvero viene subito frenato dall'elevata attenuazione interna. In ambedue i casi non sussiste, nell'interno del quadripolo, il fenomeno delle riflessioni per interazione fra i due estremi del quadripolo; e conseguentemente il « fattore di interazione » diventa pari all'unità. Se consideriamo nel suo complesso il « fattore di inserzione », cioè l'insieme dei cinque fattori analizzati fin qui, si può anche in esso, come in tutti gli operatori complessi, ai quali diamo appunto la denominazione di *fattori*, definire distintamente il *modulo* e l'*operatore angolare* (vedi appendice).

Si possono inoltre prendere in esame i coefficenti che derivano come logaritmi dei precedenti e cioè in corrispondenza del « fattore di inserzione » considerare l'« indice di inserzione »; e in corrispondenza del « modulo » e dell'« operatore angolare di inserzione » introdurre il « livello » e la « fase di inserzione ».

Ad esempio, per il « livello di inserzione » risulta:

$$[35] \quad \sigma = -\log_e \left| \frac{\sqrt{4 Z_i Z_u}}{Z_i + Z_u} \right| + \log_e \left| \frac{\sqrt{4 H_1 Z_i}}{H_1 + Z_i} \right| + \log_e \left| \frac{\sqrt{4 H_2 Z_u}}{H_2 + Z_u} \right| - $$

$$- \log_e | e^{\Theta} | - \log_e \left| 1 - \frac{H_2 - Z_u}{H_2 + Z_u} \cdot \frac{H_1 - Z_i}{H_1 + Z_i} \cdot e^{-2\Theta} \right| .$$

10. - Grado di efficenza trasduttiva e grado di efficenza di inserzione.

Lo scopo pratico per cui tra generatore ed utilizzatore si interpone un quadripolo (passivo, nelle considerazioni che svolgiamo) è, fra l'altro, quello di migliorare quanto è possibile l'adattamento energetico fra il bipolo attivo e quello passivo.

In quale misura venga raggiunto questo scopo, rispetto al massimo raggiungibile, è ciò che indica il *grado di efficenza trasduttiva* (o, brevemente, *grado di trasduzione*). Esso si definisce come il rapporto fra la potenza reale effettivamente immessa nell'utilizzatore Z_u, con quel dato quadripolo interposto, e la potenza reale massima che il generatore, definito da V_a e Z_i, è capace di dare in condizioni di ottimo adattamento energetico.

Come si è visto nel § 3, la massima potenza che il generatore (V_a, Z_i) è capace di dare, nel caso in cui non sia interposto alcun quadripolo, si ha per $R_u = R_i$, $X_u = -X_i$; e vale $P_{u\,\max} = \frac{V_v^2}{4 R_i}$.

([13]) Il doppio percorso si rispecchia nell'esponente 2Θ.

Se ora si calcola, secondo la definizione già data, il *grado di efficenza trasduttiva* T, si ricava:

$$[36] \quad T = \frac{P_2}{P_{u\,\max}} = \frac{R_u I_2^2}{\dfrac{V_v^2}{4 R_i}} = \frac{R_u \dfrac{V_r^2 J^2}{(Z_i + Z_u)^2}}{\dfrac{V_r^2}{4 R_i}} = \frac{4 R_i R_u}{(Z_i + Z_u)^2} \cdot J^2 .$$

Poichè già nel § 3 l'espressione:

$$[37] \quad U = \frac{4 R_i R_u}{(Z_i + Z_u)^2}$$

è stata definita ed illustrata come *grado di utilizzazione* (ovvero anche come *modulo di utilizzazione*, dato che, trattandosi di sole potenze reali, « grado » e « modulo » si confondono), e poichè J^2, quadrato del « fattore di inserzione », si denomina *grado di efficenza di inserzione* (o brevemente *grado di inserzione*), si può dire che il *grado di efficenza trasduttiva* risulta dal prodotto del *grado di utilizzazione* per il *grado di efficenza di inserzione*.

Il *grado di efficenza trasduttiva*, come il *grado di utilizzazione*, oltre ad essere sempre un numero reale, non può, per definizione, assumere valori maggiori dell'unità, se, come nel caso che consideriamo, il quadripolo interposto è passivo.

Il *grado di utilizzazione*, che dipende soltanto dalla costituzione del generatore e dell'utilizzatore, e prescinde completamente dal quadripolo interposto, è spesso di valore notevolmente inferiore all'unità.

Se, nonostante questa condizione in cui ci si trova per i dati del problema riguardanti i due bipoli (attivo e passivo) da collegare, si vuole che il *grado di efficenza trasduttiva* sia il massimo possibile (cioè l'unità), tocca al *grado di efficenza di inserzione* di compensare la deficenza presentata dal *grado di utilizzazione*; si deve cioè inserire fra i due bipoli un quadripolo tale che J^2 abbia un valore (maggiore dell'unità) pari all'inverso di U.

Ciò è effettivamente possibile, poichè il *grado di efficenza di inserzione* non è legato ad essere inferiore dell'unità; anzi proprio in questa possibilità sta il vantaggio dell'inserzione di un quadripolo fra i due bipoli da collegare.

Quando, in luogo dei « gradi » si considerano gli « indici » (cioè i logaritmi dei « gradi », che coincidono coi « livelli » nel caso di sole potenze reali), si può dire che ogni livello di *mancata utilizzazione* (§ 3), nell'accoppiamento di due dati bipoli, può essere compensato dall'inserzione di un opportuno quadripolo, il cui « grado di efficenza di inserzione » sia maggiore dell'unità e che quindi possieda un *livello di inserzione* positivo, cioè un *guadagno di inserzione*.

Il più tipico e semplice esempio di un tale guadagno di inserzione si ha nel caso in cui si considerano Z_i e Z_u ambedue reali e positivi (cioè si hanno due resistenze pure R_i ed R_u) ed inoltre si sceglie il quadripolo

interposto in modo che il livello di riflessione all'ingresso ($\log_e |\varrho_i|$), il livello di riflessione all'uscita ($\log_e |\varrho_u|$), il livello di attenuazione immagine ($\log_e |e^{\Theta}|$) e il livello di interazione ($\log_e |\varrho_m|$) siano tutti zero.

In tal caso il livello di inserzione, che in generale vale (vedi [35]):

[38] $$\sigma = -\log_e |\varrho_e| + \log_e |\varrho_i| + \log_e |\varrho_u| - \log_e |e^{\Theta}| - \log_e |\varrho_m| ,$$

si riduce semplicemente a:

$$\sigma^* = -\log_e \varrho_e .$$

E poichè la media aritmetica di due numeri reali e positivi (come R_i e R_u) è sempre maggiore della loro media geometrica ($R_i + R_u > \sqrt{4 R_i R_u}$), si può concludere che il *livello di riflessione esterna* ($\log_e |\varrho_e|$) è, in questo caso, negativo (cioè si hanno *perdite di riflessione esterna*), ma per converso il *livello di inserzione* (σ^*) è positivo, cioè si ha un *guadagno di inserzione*.

È facile riconoscere che le ipotesi fatte circa l'annullarsi dei livelli di riflessione all'ingresso, all'uscita e di interazione, e del livello di attenuazione immagine sono verificate soltanto nel caso in cui il quadripolo sia costituito da un trasformatore ideale, con un rapporto di spire pari a $\sqrt{\frac{R_i}{R_u}}$, il quale procura un perfetto *adattamento di uniformità* fra l'impedenza del generatore e quella del suo primario, e fra l'impedenza dell'utilizzatore e quella del suo secondario; producendo un perfetto *adattamento energetico* fra l'impedenza del generatore e quella dell'utilizzatore.

Se senza questo trasformatore ideale la corrente utilizzata era $\frac{V_r}{R_i + R_u}$, la presenza del trasformatore eleva la corrente (e quindi la potenza) utilizzata di:

$$\log_e \frac{R_i + R_u}{\sqrt{4 R_i R_u}} \text{ neper}$$

ovvero di:

$$20 \log_{10} \frac{R_i + R_u}{\sqrt{4 R_i R_u}} \text{ decibel.}$$

Un'altra ipotesi che spesso si verifica nella pratica è che $Z_i = Z_u = R$.

In tal caso, al contrario che nel caso esemplificativo precedente, è il livello di riflessione esterno che è zero, mentre tutti gli altri « livelli » hanno valori non nulli.

L'inserzione di un quadripolo procura allora, in ogni modo, *perdite di inserzione*; e, se l'inserzione del quadripolo non è richiesta per altre ragioni, dal punto di vista degli adattamenti energetici la miglior cosa che si possa fare è di collegare direttamente i due bipoli senza ricorrere all'interposizione di un quadripolo.

11. - Grado di efficenza trasduttiva composita. Equivalente di trasmissione.

Sempre nell'inserzione di un quadripolo passivo fra un bipolo attivo e uno passivo, oltre a definire il *grado di efficenza trasduttiva* nel quale si tien conto di potenze reali, si possono svolgere analoghe considerazioni riferendosi a potenze apparenti.

Si definisce in tal caso il *grado di efficenza trasduttiva composita* (o, brevemente, *grado composito*) come il rapporto fra la potenza apparente che il generatore (V_v, Z_i) fornisce all'utilizzatore (Z_u) nel caso in cui sia inserito il quadripolo, e la potenza apparente che fornirebbe il generatore (V_a, Z_i) ad un utilizzatore Z_i: ad un utilizzatore, cioè, perfettamente adattato al generatore, dal punto di vista dell'uniformità (non dal punto di vista energetico).

Questa potenza apparente particolare (che non costituisce il valore massimo raggiungibile, ma che corrisponde soltanto alla condizione particolare di « riflessioni nulle » fra generatore e utilizzatore) risulta:

[39] $$P_a' = \frac{V_v^2}{4\,Z_i}\,.$$

Si calcola allora il *grado composito* C (vedi, per analogia, [36]):

[40] $$C = \frac{P_{2u}}{P_a'} = \frac{Z_u\, I_2^2}{\dfrac{V_v^2}{4\,Z_i}} = \frac{4\,Z_i\, Z_u}{(Z_i + Z_u)^2} \cdot J^2\,.$$

Risulta dunque che il *grado di efficenza trasduttiva composita* è pari al prodotto del *grado di riflessione esterna* per il *grado di efficenza di inserzione*.

Il « grado composito » non è legato ad essere di valore inferiore alla unità nè ad essere un numero reale, come lo è il « grado di trasduzione ». Quindi, anche per inserzione di quadripoli passivi, si possono avere *guadagni compositi* (pari a $\log_e |C|$) oltre che *attenuazioni composite* (che risultano quando $\log_e |C|$ è negativo, cioè quando $C < 1$; nel qual caso il numero di neper, ad esempio, risulta da $\log_e \left|\dfrac{1}{C}\right|$).

È assai importante nella pratica il caso in cui:

$$Z_i = Z_u = R\,.$$

In tali condizioni il *grado di riflessione esterna* diviene pari all'unità, e quindi il *grado di efficenza trasduttiva composita* coincide col *grado di efficenza di inserzione*.

Ma, oltre a ciò, poichè non sussiste più alcuna distinzione fra potenze reali e potenze apparenti nel caso in cui le impedenze si riducono a pure resistenze, il *grado composito* coincide col *grado di trasduzione* e col *grado*

di inserzione; mentre tutti i « gradi » si confondono ovviamente con i loro « moduli ».

Passando agli « indici » relativi (che si confondono a loro volta con i « livelli ») si ha la coincidenza pure fra « indice (o livello) composito », « indice (o livello) di traduzione » e « indice (o livello) di inserzione ».

Quando il valore della resistenza propria del generatore e dell'utilizzatore è esattamente di 600 Ω ($R = 600\ \Omega$), si ha un caso ancor più particolare, che costituisce una condizione normalizzata di riferimento nella tecnica delle trasmissioni telefoniche.

Allora il valore comune della « attenuazione composita », della « attenuazione di trasduzione » e della « attenuazione di inserzione » si indica con l'unica denominazione di *equivalente di trasmissione* ovvero, semplicemente, di *equivalente*.

Il « fattore » esponenziale corrispondente si chiama « fattore di equivalente ».

12. - Rendimento di un quadripolo interposto fra un generatore ed un utilizzatore.

Per completare il quadro delle grandezze più interessanti a definire la trasduzione di energia da un generatore ad un utilizzatore attraverso un quadripolo, conviene accennare anche al calcolo del *rendimento*.

Il rendimento è il rapporto fra la potenza reale uscente dal quadripolo e quella entrante, nelle date condizioni di funzionamento. Come rapporto di potenze, esso dovrebbe denominarsi, secondo la nomenclatura da noi usata, « grado di rendimento », ma è ormai normale e pratica la semplice dicitura « rendimento ».

Il calcolo del rendimento interessa in pratica nei casi in cui incominciano ad essere in giuoco potenze notevoli ed in cui quindi, oltre alla bontà di funzionamento, si abbia riguardo al fatto che l'esercizio sia economico.

Se I_1 e I_2 sono le correnti rispettivamente entrante e uscente dal quadripolo, ed R' è la parte reale dell'impedenza equivalente d'ingresso Z' (§ 8) mentre R_u è la parte reale dell'impedenza dell'utilizzatore Z_u, si ottiene come espressione del rendimento:

$$[41] \quad \eta = \frac{I_2^2 R_u}{I_1^2 R'} = \frac{J^2 V_v^2}{(Z_i + Z_u)^2} \cdot R_u \cdot \frac{(Z_i + Z')^2}{V_v^2} \cdot \frac{1}{R'} = J^2 \cdot \frac{R_u}{R'} \cdot \frac{(Z_i + Z')^2}{(Z_i + Z_u)^2}.$$

Si potrebbe ulteriormente sviluppare quest'espressione in modo da renderla funzione unicamente di Z_i, Z_u, H_1, H_2, Θ (o delle rispettive parti reali ed immaginarie); ma lo sviluppo è notevolmente complicato e nei casi pratici, in cui interessi calcolare il rendimento di un quadripolo interposto fra carichi generici, conviene calcolare dapprima a parte i valori di Z' e R' e quindi usare la formula [41]. In essa J^2 è il *grado di efficenza di inserzione* (§ 10).

L'espressione del « rendimento » si semplifica in alcuni casi particolari.

Se si fa l'ipotesi di un perfetto adattamento fra il quadripolo (dato mediante le sue impedenze immagini) e le impedenze del generatore e dell'utilizzatore, cioè se:

$$Z_i = H_1 \quad \text{e} \quad Z_u = H_2 \quad , \quad R_i = R_1 \quad \text{e} \quad R_u = R_2 \, ,$$

si ricava che:

$$J = \frac{H_1 + H_2}{\sqrt{4 H_1 H_2}} \cdot e^{-\Theta}$$

e:

$$Z' = H_1 \quad , \quad R' = R_1 \, ;$$

e in totale:

$$[42] \qquad \eta = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{(H_1 + H_2)^2}{4 H_1 H_2} \cdot e^{-2\Theta} \cdot \frac{4 H_1^2}{(H_1 + H_2)^2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{H_1}{H_2} \cdot e^{-2\Theta} \, .$$

Una tale espressione particolare del rendimento, nel caso di quadripolo chiuso sulle sue impedenze immagini, si sarebbe potuta ricavare direttamente ricordando che, in tali condizioni:

$$[43] \qquad \frac{I_2}{I_1} = \frac{H_1}{H_2} \cdot e^{-\Theta}$$

e che quindi si ha per l'appunto:

$$\eta = \frac{R_2 I_2^2}{R_1 I_1^2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{H_1}{H_2} \cdot e^{-2\Theta} \, .$$

Un caso ancor più particolare si verifica quando:

$$Z_i = H_1 = R_1 \quad , \quad Z_u = H_2 = R_2 \, .$$

Allora l'espressione del rendimento diviene estremamente semplice:

$$[44] \qquad \eta = e^{-2\Theta} = e^{-2A} \, .$$

Quando, parlando del « grado di trasduzione immagine », si dice che esso esprime anche il rendimento del quadripolo, non bisogna dimenticare che ciò vale soltanto nell'ipotesi particolare che le impedenze immagini siano resistenze ohmiche.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

APPENDICE

Osservazioni sull'uso delle unità logaritmiche.

Abbiamo riservato costantemente la denominazione « grado » per qualunque frazione (in generale, un numero complesso), nella quale tanto il numeratore quanto il denominatore abbiano le dimensioni di una potenza; usando quindi le denominazioni « grado di trasduzione », « grado di adattamento », « grado di riflessione », « grado di trasformazione » e così via. Il rendimento è un caso particolare di « grado di trasformazione », in cui si considera il rapporto di sole potenze reali.

Si hanno anche occasioni di considerare coefficenti frazionari, che sono pari alle radici quadrate dei coefficenti sopra accennati; in essi cioè tanto il numeratore quanto il denominatore hanno le dimensioni della radice quadrata di una potenza. A questi coefficenti (in generale complessi) abbiamo riserbato il nome di « fattori »; usando quindi « fattore di trasduzione », « fattore di adattamento », e così via, che valgono rispettivamente la radice quadrata del « grado di trasduzione », del « grado di adattamento » e simili.

L'uso delle cosiddette unità logaritmiche « decibel » e « neper », è, a nostro parere, da riservarsi esclusivamente ad espressioni comprese nelle categorie dei « gradi » e dei « fattori », quali definiti or ora.

Se, come si usa fare, s'indica con e^{Θ} un « fattore » qualsivoglia (e quindi con $e^{2\Theta}$ il corrispondente « grado »), si ha notoriamente come espressione che dà il numero dei neper:

$$\frac{1}{2} \log_e e^{2\Theta} = \log_e e^{\Theta} = \Theta ;$$

e come espressione del numero dei decibel:

$$10 \log_{10} e^{2\Theta} = 20 \log_{10} e^{\Theta} .$$

Sembra decisamente sconsigliabile l'uso dei decibel e dei neper per qualunque altro rapporto generico (k) di grandezze, che non abbiano le dimensioni di una potenza o della radice quadrata della potenza. Per grandezze aventi dimensioni diverse da queste, non sussisterebbe infatti alcuna ragione di usare per il calcolo in neper del rapporto k, la formula $\frac{1}{2} \log_e k$ piuttosto che quella $\log_e k$; e per il calcolo in decibel, la formula $10 \log_{10} k$ piuttosto che quella $20 \log_{10} k$. Ci si troverebbe cioè dinnanzi ad ambiguità e conseguentemente a pericolose confusioni. Non si può, in particolare, formulare alcuna regola per l'estensione dell'uso dei decibel e dei neper a rapporti di impedenze; questo uso apparisce accettabile soltanto quando sia stato esplicitamente verifi-

cato che un dato rapporto, espresso in funzione di impedenze, equivalga, *in base a ipotesi particolari*, ad un rapporto di potenze elettriche o di radici di potenze; cioè che esso sia effettivamente un « grado » o un « fattore ».

Altre osservazioni possono farsi in relazione al fatto che « fattori » e « gradi » sono, in genere, numeri complessi.

Ne deriva che, per ciascuno di essi, si possono considerare partitamente il *modulo* e l'*operatore angolare*:

$$e^{\Theta} = e^{\Lambda + j\Phi} = e^{\Lambda} \cdot e^{j\Phi} .$$

I coefficenti come $e^{\Lambda} = |e^{\Theta}|$ prendono il nome di « moduli » (ad esempio « modulo di trasduzione » in corrispondenza a « fattore di trasduzione »); ed i coefficenti come $e^{j\Phi}$ si chiamano « operatori angolari » (« operatore angolare di adattamento » in corrispondenza a « fattore di adattamento »).

Il « modulo » si chiama anche « fattore di attenuazione » (ovvero « grado di attenuazione », se si tratta di un « grado » $e^{2\Theta}$ anzichè di un « fattore » e^{Θ}); e l'« operatore angolare » si denomina anche « fattore di fase » (o rispettivamente « grado di fase »).

Passando ai logaritmi, si hanno, in base alla relazione numerica che lega ciascun « fattore » al relativo « grado » e al modo di calcolarne i « neper » o i « decibel », espressioni comuni tanto se si parte da un « fattore » quanto da un « grado ».

Ogni espressione come Θ, cioè il logaritmo neperiano di un « fattore » (ovvero la metà del logaritmo neperiano di un « grado ») si denomina « esponente » o « indice ».

La parte reale di un « indice » (la quale è anche il logaritmo neperiano del « modulo ») si chiama in generale « livello » (e, in particolare, nel caso di circuiti puramente dissipativi, « costante di attenuazione » o semplicemente « attenuazione »); la parte immaginaria di un « indice » (la quale è pure il logaritmo neperiano dell'« operatore angolare ») si chiama in generale « fase » (e, per i circuiti dissipativi, « costante di fase »). Se Θ è un « indice » e $\Theta = \Lambda + j\Phi$, Λ è il « livello » e Φ è la « fase ».

Nel caso di circuiti a costanti distribuite lungo una linea, in cui si contano le distanze x da una certa origine, si possono avere « indici », « livelli » e « fasi » *unitari*, cioè riferiti all'unità di lunghezza. Se $\Theta = \vartheta \cdot x = \Lambda + j\Phi = (\lambda + j\varphi) \cdot x$, ϑ è l'« indice unitario », λ il « livello unitario » e φ la « fase unitaria ».

Nel caso di rapporti di potenze puramente reali, « fattori » e « gradi » coincidono con i loro « moduli »; e gli « indici » non si distinguono dai « livelli ». Negli altri casi è invece assai opportuno tener presenti tutte le distinzioni fatte, e usare con proprietà delle varie denominazioni.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

W. L. BARROW — **Il multitono.** (J. A. S. A., aprile 1939, X, 4, pag. 275-279, con 4 fig.).

È noto come in molte misure dell'acustica tecnica, specialmente nelle misure di riverberazione, l'uso di un suono costituito da un solo tono puro produca irregolarità sensibili nei risultati della misura. Fra i numerosi rimedi escogitati, il più diffuso è quello di sostituire al tono puro un tono ululato. Con tale sistema si è ottenuto un miglioramento sensibile nella regolarità dei risultati, i quali però presentano ancora imperfezioni dovute alle seguenti cause:

a) le ampiezze dei toni componenti lo spettro del suono ululato sono ineguali e variano in un campo molto vasto;

b) la distribuzione in ampiezza dei toni puri componenti è casuale e sfugge al controllo dello sperimentatore;

c) lo spettro cambia quando varia uno dei parametri: f_0 frequenza media, Δf massimo scarto dalla frequenza media, α frequenza di modulazione;

d) il periodo dell'ululatore ed il tempo di riverberazione possono diventare dello stesso ordine di grandezza se il generatore è aggiustato per bassa velocità di ululamento.

Queste cause di irregolarità rendono poco validi i paragoni tra misure effettuate in condizioni diverse. L'autore propone quindi un generatore, multitono, che produca un suono composto di un numero abbastanza elevato di toni puri aventi la medesima ampiezza e fase opportuna, e distanziati in frequenza di intervalli eguali.

All'attuazione di tale generatore si è addivenuti costruendo oscillatori simili, costituiti da circuiti risonanti eccitati ad impulso mediante una batteria ed un interruttore rotante a velocità costante. Il rapporto $\frac{\Delta f}{f_0}$ è stato scelto eguale a 0,2, valore che ha dato i migliori

risultati pratici; alla f_0 si sono dati i valori 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000 Hz.

Allo scopo di poter eseguire misure comparabili in ambienti e tempi diversi, sono stati incisi dischi.

M. N.

ANTENNE.

G. ROESSELER, F. VILBIG e K. VOGT — **Sul comportamento elettrico di antenne verticali in funzione del loro diametro.** (T. F. T., maggio 1939, XXVIII, 5, pag. 170-178, con 16 fig.).

Vengono comunicati i risultati di una serie di misure eseguite su modelli di antenna cilindrici, di altezza uguale a 8,64 m e di diametro 2, 30, 80, 564 mm, e su un modello di antenna a traliccio di pari altezza e di sezione quadrata 500 × 500 mm². I modelli erano innalzati al centro di una superficie orizzontale di lamiera di ferro di 16 × 16 m²; sotto il piede delle antenne era inoltre disposta una lastra di rame di 2 × 2 m², dello spessore di 1 mm. Per non turbare il campo in vicinanza delle antenne, l'apparecchio per la misura dell'impedenza alla base (eseguita con un metodo di sostituzione) veniva collocato in una fossa sotto la piastra metallica. Le antenne erano eccitate con frequenze inferiori od uguali alla fondamentale. La resistenza di radiazione veniva determinata misurando il campo elettrico sul piano orizzontale, a distanza fissa dall'antenna, a parità di corrente alla base in tutti i modelli e per tutte le frequenze di alimentazione. Nelle condizioni di eccitazione accennate, infatti, il diagramma di radiazione verticale di tutti i modelli è praticamente semicircolare e quindi la resistenza di radiazione è proporzionale al quadrato della intensità del campo, in direzione orizzontale, misurata nelle condizioni accennate. Poichè si possono calcolare l'intensità di campo e la resistenza di radiazione di un'antenna a filo, teorica, e si sa che esse coincidono con i valori sperimentali relativi ad un'antenna reale, di piccolo diametro, e su una terra molto conduttiva, si può facilmente ricavare la costante di proporzionalità tra quadrato del campo e resistenza di radiazione.

Per l'antenna di maggior diametro, 564 mm, e per quella a traliccio, venivano usate tre differenti forme di appoggio e si è riscontrato che esse esercitavano un'influenza sensibile sul comportamento dell'antenna.

Per tutti i modelli, d'accordo con quanto è stato verificato da altri sperimentatori, è stato trovato che la lunghezza elettrica è maggiore di quella geometrica. L'allungamento percentuale in condizioni di risonanza è:

$$\frac{l' - l}{l'} \cdot 100 \,,$$

ove l rappresenta la lunghezza geometrica, ed $l' = \frac{\lambda}{4}$ cresce con l'aumentare del diametro dell'antenna e varia dal 3,5 % per quella a filo

da 2 mm, al 14,8 % per quella a traliccio, in una delle tre condizioni di appoggio sperimentate.

La resistenza di radiazione per tutti i modelli risulta inferiore al valore teorico, relativo ad un'antenna a filo. In risonanza essa varia da 33,4 Ω per l'antenna da 2 mm a 28,2 Ω per quella a traliccio; essa è influenzata altresì dalle condizioni di appoggio.

Dalle curve sperimentali di reattanza alla base è stato calcolato, mediante la:

$$X = -j\,Z \,\mathrm{ctg}\left(\frac{360}{\lambda}\,l'\right) \quad (\Omega)\,,$$

il valore corrispondente della impedenza caratteristica Z. Esso coincide praticamente con quello dato dalla formula teorica approssimata:

$$Z = 60 \log_e\left(\frac{2\,l}{d}\right) - 33 \quad (\Omega)$$

valida per $d^2 \ll l^2$. Le differenze percentuali in difetto dei valori sperimentali rispetto a quelli teorici variano dal 3,5 % per l'antenna da 2 mm, all'8,1 % per quella da 564 mm, e dipendono dalla discontinuità, di cui la formula teorica non tiene conto, che le antenne presentano alla base.

In tutti i casi la resistenza di terra è dell'ordine di 1 Ω. Il rendimento per frequenze inferiori a quella di risonanza, e tenuto conto delle perdite nel circuito di accoppiamento, è più elevato nei modelli di impedenza caratteristica minore.

Secondo gli sperimentatori, ed in contrasto con quanto da altri è stato affermato, l'aumento apparente di lunghezza non può essere spiegato col fatto che la distribuzione di corrente lungo l'antenna non sia, per effetto dell'attenuazione dovuta alla radiazione, sufficientemente sinusoidale. Il calcolo esatto, eseguito per un'antenna a quarto d'onda e tenendo conto dell'attenuazione, dimostra invero che la distribuzione si mantiene praticamente sinusoidale anche quando l'impedenza caratteristica è molto bassa, dell'ordine di 150 Ω. Dalle misure risulta invece che l'allungamento è dovuto piuttosto all'effetto di capacità della sezione terminale superiore, nelle antenne di diametro molto grande, ed all'effetto del conduttore di alimentazione alla base. Questo è tanto più sensibile quanto più grande è la discontinuità di sezione nel punto di alimentazione. Per le antenne a filo sottile l'allungamento coincide praticamente con le dimensioni del conduttore di alimentazione.

E. Cr.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

J. M. Hollywood — **Teoria dei filtri per una sola banda laterale, con applicazioni alla televisione.** (Proc. I. R. E., luglio 1939, XXVII, 7, pag. 457-472, con 26 fig.).

Rappresentando una tensione sinusoidale modulata come somma di tre vettori rotanti (l'oscillazione portante e le due oscillazioni laterali)

è possibile ricavare graficamente le caratteristiche di ampiezza e fase dell'inviluppo di modulazione della tensione d'uscita da un filtro, in funzione della frequenza di modulazione, quando si conoscano la tensione modulata d'ingresso e le caratteristiche di ampiezza e fase del filtro. Il metodo è illustrato con numerosissimi esempi, sviluppati essenzialmente in vista dell'uso di strutture filtranti, per attenuare una sola banda laterale. Gli esempi si riferiscono a un filtro passa-banda classico, ad un risuonatore isolato, a due risuonatori accoppiati, e a strutture filtranti attuate mediante linee concentriche. Per ognuno di essi è calcolata e discussa la caratteristica di ampiezza e fase dell'inviluppo di modulazione all'uscita.

Una lunga discussione sul valore dell'amplificazione ottenibile, sempre fatta per via di esempi, porta a concludere che l'amplificazione a frequenza di modulazione è più redditizia che non l'amplificazione a frequenza portante, e che, nel secondo caso è sempre preferibile adoperare due risuonatori accoppiati invece di uno solo. Sempre dal punto di vista dell'amplificazione, la ricezione di una sola banda laterale darebbe risultati poco superiori a quelli ottenuti ricevendo entrambe le bande.

Sulla convenienza di costruire i trasmettitori con filtri ad una sola banda laterale, attuati mediante linee e funzionanti alla frequenza portante, oppure di eseguire una conversione di frequenza operando con filtri su di una frequenza intermedia, l'autore non si pronuncia, dichiarando che unico elemento di giudizio è l'esperienza. Ad ogni modo, se i filtri sono disposti prima dello stadio finale, amplificatori in cascata, con risuonatori semplici o accoppiati, dànno migliori risultati ed hanno migliore caratteristica di fase dei filtri passa-banda ideali.

R. S.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

A. W. VANCE — **Sistema di modulazione ad alto rendimento.** (Proc. I. R. E., agosto 1939, XXVII, 8, pag. 506-511, con 5 fig.).

Il nuovo sistema di modulazione è fondato sul concetto di avere un tubo che fornisce la portante ed un tubo che fornisce l'energia corrispondente alle bande laterali; un'attuazione schematica è rappresentata in figura 1. Il tubo *C* è eccitato da radiofrequenza non modulata e funziona come generatore di tensione costante (classe C con forte eccitazione); esso è collegato al carico attraverso ad una rete d'inversione, in modo che, visto dal carico, funziona come un generatore di corrente costante. In parallelo sul carico è collegato anche un tubo *B* polarizzato all'interdizione ed eccitato attraverso ad un modulatore bilanciato (modulatore con soppressione della portante). Un circuito *A*, che introduce una variazione di fase di 90°, precede il modulatore allo scopo di assicurare la giusta relazione di fase tra gl'impulsi di corrente forniti dai tubi *B* e *C*.

In condizioni di riposo il tubo *B* non funziona ed il tubo *C* fornisce

la portante. Quando interviene la modulazione, per una semionda positiva (modulazione in aumento) il primo fornisce energia in fase col secondo; per modulazione del 100 %, il tubo *B* fornisce metà dell'energia di punta mentre il tubo *C* fornisce l'altra metà, cioè il doppio della potenza corrispondente alla portante (ugual corrente con doppia tensione

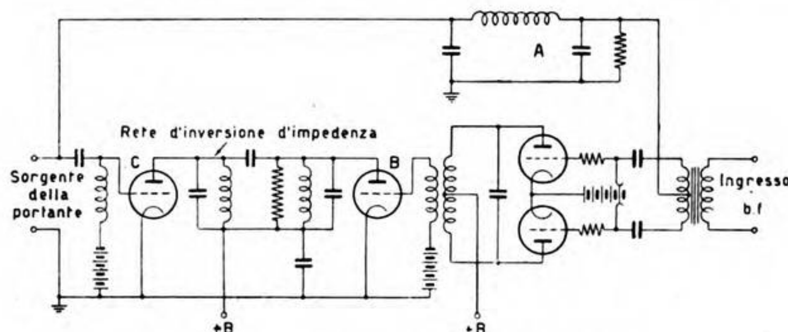


Fig. 1. — Schema di principio del modulatore.

sul carico). Durante la semionda negativa i due tubi lavorano in opposizione sino ad annullare la tensione sul carico per massima modulazione negativa. Durante un ciclo di modulazione il tubo *C* fornisce potenza media costante, corrispondente alla portante, mentre *B* fornisce la potenza media corrispondente alla modulazione (al massimo metà della potenza di *C*).

In sede di attuazione sorgono alcune difficoltà di regolazione, che possono però venire superate; la distorsione è anche relativamente piccola e viene resa completamente trascurabile con l'uso di reazione negativa.

Il principale vantaggio del sistema è quello di poter ottenere facilmente e senza distorsione modulazioni anche superiori al 100 %, purchè i tubi *B* e *C* non siano individualmente saturati. In ogni caso può essere conseguita senza difficoltà modulazione negativa, quando il tubo *B* fornisce più energia in opposizione di fase di quanta ne fornisca il tubo *C*. Questo permette di evitare la sgradevole distorsione, accompagnata da forte allargamento delle bande laterali e da interferenze dannose alle stazioni che lavorano su frequenze prossime, che si origina con gli altri modulatori se la profondità di modulazione è superiore al 100 %. In ricezione la distorsione può essere cancellata rinforzando la portante e riconducendo così a meno del 100 % la modulazione del segnale sul rivelatore.

Nell'introdurre la reazione negativa l'autore ha trovato instabilità, quando la modulazione superava il 100 %; anche questo inconveniente è stato superato, rinforzando la portante sul rivelatore che alimenta il circuito di reazione negativa.

Questo modulatore è stato costruito a scopo sperimentale con tubi riceventi ed ha pienamente confermato anche quantitativamente le previsioni teoriche; il rendimento dei tubi finali è risultato tra il 70 e l'80 %.

G. C.

TUBI ELETTRONICI.

J. L. H. JONKER — **Pentodi e tetrodi finali.** (W. E., giugno e luglio 1939, XVI, 189 e 190, pag. 274-286 e 344-349, con 17 fig.).

Vengono studiate le caratteristiche statiche e dinamiche di tubi a griglia schermo, e ne è dedotta la forma necessaria per avere in tutti i casi la minima distorsione all'uscita.

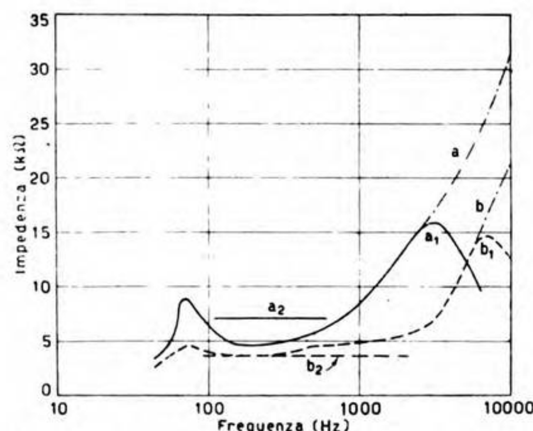


Fig. 1. — Impedenza caratteristica di un altoparlante e del suo trasformatore in funzione della frequenza.

È noto che i punti di funzionamento di un tubo con resistenza di carico costante appartengono ad una retta del piano $I_a\,V_a$. Per i tubi finali di potenza il carico è costituito di solito da un altoparlante la cui impedenza è complessa ed inoltre ha un modulo il cui valore varia in modo notevole entro la gamma acustica. Nella figura 1 è dato un esempio di tali variazioni: *a* è la curva di un buon altoparlante a bobina mobile, a_1 la curva dello stesso altoparlante con un condensatore di 2000 μμF derivato ai capi del primario del trasformatore d'uscita, *b* e b_1 sono le curve analoghe, relative ad un altoparlante fornito di uno speciale anello di attenuazione, a_2 e b_2 i corrispondenti valori nominali. Ne viene come conseguenza che il campo in cui funziona il tubo d'uscita non è una retta ma una zona. La fotografia della figura 2, eseguita per mezzo di un tubo a raggi catodici, mostra, sopra il grafico delle caratteristiche statiche, la regione del piano $I_a\,V_a$ in cui funziona un tubo avente come carico un altoparlante. Nel progetto di un tale tubo ha quindi importanza l'intera superficie delle caratteristiche $I_a = f(V_a)$, eccetto la parte corrispondente a correnti e tensioni basse.

Prima condizione perchè la distorsione sia trascurabile è che le curve $I_a = f(V_a)$ siano il più possibile equidistanti (quindi caratteristiche

$I_a = f(V_{g1})$ il più possibile rettilinee e con piccolo raggio di curvatura nella parte inferiore). Se ciò non si verifica perchè la resistenza interna R_i del tubo diminuisce molto per correnti elevate (caratteristiche $I_a = f(V_a)$ divergenti), bisogna che la R_i sia grande rispetto all'impedenza di carico. In molti casi la distorsione che si rileva nelle audizioni è principalmente dovuta alla corrente della griglia di comando. La zona di funzionamento del tubo finale nel piano I_a V_a viene quindi limitata inferiormente dal ginocchio delle caratteristiche $I_a = f(V_{g1})$ e superiormente dalla linea $V_{g1} = 0$.

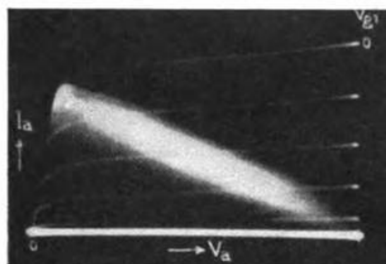


Fig. 2. — Fotografia della zona di caratteristiche di un tubo finale, interessata quando si applica ad esso un segnale musicale.

Con una opportuna distribuzione della corrente fra l'anodo e la griglia schermo nelle condizioni di basse tensioni anodiche, si è riusciti a spostare verso valori molto bassi di tensione anodica il ginocchio superiore delle caratteristiche $I_a = f(V_a)$, aumentando così la zona utilizzabile.

I risultati conclusivi di un accurato studio dedicato all'emissione secondaria, causa principale della deviazione dal parallelismo tra le varie caratteristiche anodiche, sono:

1) L'emissione secondaria dipende dai materiali che costituiscono l'anodo. È sempre preferibile il carbone anche se le sue caratteristiche vengono un po' modificate da tracce di gas residui e da materiale volatilizzato dal catodo.

2) Il passaggio degli elettroni secondari può venir influenzato dalla forma geometrica degli elettrodi.

3) Non si possono liberare completamente dall'effetto degli elettroni secondari i tubi finali a griglia schermo, senza l'introduzione di nuovi elettrodi.

Due sono i mezzi generalmente adottati in pratica per eliminare l'emissione secondaria in questi tubi: la griglia di arresto e la carica spaziale.

Vengono quindi esaminate, per un tetrodo, le variazioni, in funzione della tensione anodica, del valore e della posizione del minimo di tensione determinata dalla carica spaziale fra anodo e griglia schermo. È stata scelta come parametro l'espressione $\frac{ID^2}{F\,V_{g2}^{3/2}}$, dove I è la corrente anodica, D la distanza fra anodo e griglia schermo, V_{g2} la tensione di griglia schermo ed F l'area della sezione del fascio elettronico. Dal confronto di questi risultati con le caratteristiche statiche di un tetrodo si deduce che la carica spaziale sola non è un mezzo conveniente per

sopprimere l'emissione secondaria: o quest'ultima viene insufficientemente soppressa o il gomito delle caratteristiche $I_a = f(V_a)$ è troppo spostato verso le tensioni elevate, riducendo così il rendimento.

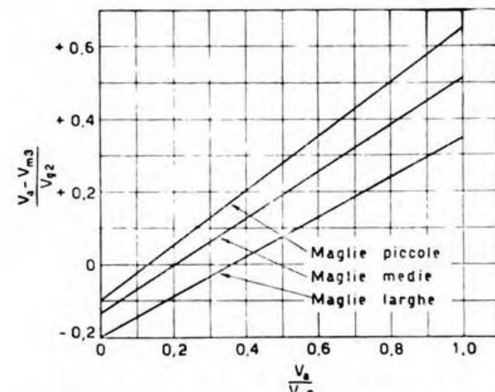


Fig. 3. — Caratteristiche della controtensione prodotta dalla griglia di arresto in un pentodo, in funzione della tensione anodica, essendo stata assunta come parametro la larghezza delle maglie della griglia stessa.

Un'utile soluzione è ottenuta nei così detti tubi a fascio elettronico, nei quali s'introducono due placche che hanno contemporaneamente l'effetto di respingere gli elettroni come la griglia di arresto e di restringere il fascio elettronico aumentando la carica spaziale.

L'uso di una griglia particolare, che sopprima l'emissione secondaria, per tutti i valori della tensione anodica e della corrente anodica, non permette buoni rendimenti. Il grafico della figura 3, in cui sono rappresentate le variazioni di $\frac{V_a - V_{m3}}{V_{g2}}$ (V_a = tensione anodica, V_{m3} = tensione media nel piano della griglia di arresto, V_{g2} = tensione della griglia schermo) in funzione di $\frac{V_a}{V_{g2}}$, essendo parametro l'ampiezza delle maglie della griglia di arresto, consiglierebbe di scegliere quest'ultima con maglie strette. Ma un'altra considerazione si oppone a questa scelta: il campo da essa determinato respinge sulla griglia schermo un grande numero di elettroni provenienti dal catodo. Si può ovviare a questo inconveniente con i seguenti espedienti:

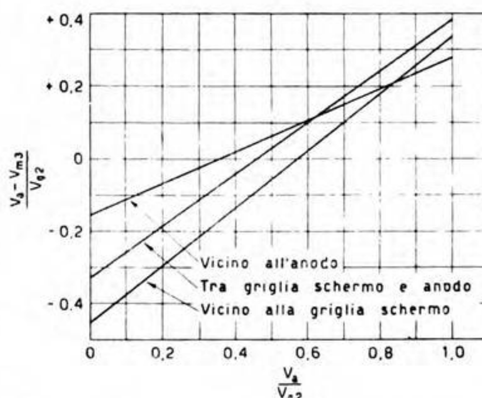


Fig. 4. — Caratteristiche della controtensione prodotta dalla griglia di arresto in un pentodo, in funzione della tensione anodica, essendo stata assunta come parametro la posizione della griglia di arresto tra la griglia schermo e l'anodo.

1) aumentare la tensione della griglia di arresto;

2) formare la griglia di arresto con maglie più larghe, diminuendo così i punti di disturbo;

3) dirigere il fascio elettronico fra le spire della griglia di arresto.

I criteri 2 e 3 sono stati applicati nei tetrodi a fascio elettronico nei quali la griglia d'arresto è costituita da due placche. I pentodi moderni sono stati costruiti seguendo invece i criteri 1 e 2 ed i suggerimenti derivanti dal grafico della figura 4: la griglia è stata posta vicino all'anodo e le maglie sono state dimensionate in modo che l'emissione secondaria viene eliminata dalla griglia schermo per i valori della tensione anodica superiori ad un certo valore V_0, e dalla carica spaziale nei punti della caratteristica $I_a = f(V_a)$ per i quali il valore della tensione anodica è inferiore a V_0 e quello della corrente anodica è sufficientemente alto.

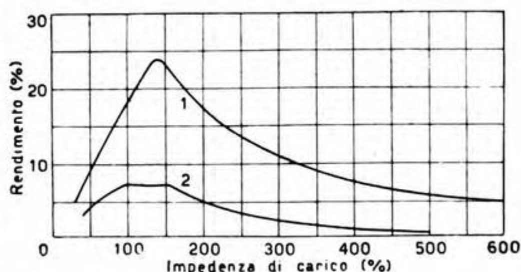


Fig. 5. — Caratteristiche di rendimento di un buon pentodo (1) e di un tetrodo a fascio elettronico (2) in funzione della impedenza di carico per cos $\varphi = 0,7$ e per una distorsione del 5 %: impedenza di carico normale = 100 %.

Nelle caratteristiche $I_a = f(V_a)$ dei tetrodi e dei pentodi il ginocchio superiore può riuscire arrotondato, dando così origine a distorsioni, per la formazione di un catodo virtuale fra la griglia schermo e l'anodo e per il presentarsi di correnti di griglia. La prima causa è eliminata, nei pentodi, dalla griglia d'arresto, la seconda può venir ridotta con un opportuno proporzionamento delle dimensioni geometriche delle griglie.

La figura 5 mostra le caratteristiche di rendimento del tetrodo a fascio elettronico 6L6 e del pentodo EL3.

G. G.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

E. Montù. — *Radiotecnica.* Volume II: *Tubi elettronici.* — U. Hoepli, Milano, 1939. — Un volume di XVIII-398 pagine, con 285 figure e 9 tabelle. — Prezzo L. 42.

Questo volume — per ordine, secondo della serie, ma cronologicamente ultimo, dopo il primo (Nozioni fondamentali) e il terzo (Pratica di radiotrasmissione e ricezione) — tratta di tutta la vasta famiglia dei tubi elettronici, delle loro proprietà e delle loro funzioni. Lo stile tecnico del libro è piano ed adatto alla categoria di lettori cui esso si rivolge, in particolare ai tecnici di media cultura. I principi fisici dei fenomeni sono curati e in tutto il volume traspare una buona assimilazione dei migliori testi attuali sull'argomento, quali il Barkhausen e il Terman, di cui, nella prefazione, l'autore stesso avverte di essersi valso.

Dopo un breve primo capitolo di generalità, nel secondo sono considerate le proprietà fondamentali dei tubi elettronici, l'emissione termoionica, il diodo, il comando del flusso elettronico mediante campi elettrici e magnetici, il triodo e i tubi a più griglie; il breve cenno sui pentodi con griglia schermo si sarebbe potuto utilmente estendere di più, per meglio adeguarlo all'importanza che hanno attualmente questi tubi nella tecnica dell'amplificazione, sia per i ricevitori sia per i trasmettitori.

Nel capitolo terzo è trattata l'amplificazione, con particolare riguardo a quella di potenza, considerata per le varie condizioni nelle quali può lavorare uno stadio amplificatore di un radiotrasmettitore; sembra non conforme alla definizione usuale, quella qui adottata per le tre classi A, B e C di funzionamento di un amplificatore, distinte in base al passaggio della corrente di griglia anzichè in base all'angolo di circolazione della corrente anodica.

Il quarto capitolo considera l'autoeccitazione di oscillazioni in un circuito a tubi elettronici e in esso sono inclusi anche tre brevi paragrafi sugli oscillatori di rilasciamento e su quelli a campo frenante e a magnetron.

Nel quinto capitolo è sviluppata la rettificazione o rivelazione dei segnali, mentre nel successivo è considerato l'uso dei tubi a vuoto o a gas nei rettificatori di potenza.

Il capitolo settimo tratta brevemente delle celle fotosensibili e più estesamente l'ottavo dei tubi a raggi catodici.

Dopo un successivo capitolo su tipi speciali di tubi per televisione e altre applicazioni, nel decimo sono elencati vari metodi per la prova dei tubi elettronici e sono dati consigli di indole pratica per la corretta esecuzione delle misure.

Il testo è corredato da un'ampia bibliografia e da una serie di tabelle, che contengono elementi e dati numerici, relativi ai vari tipi di tubi. Buona la veste tipografica.

M. B.

***

G. B. ANGELETTI. — *Il manuale del radiomeccanico.* — Radio Industria, Milano, 1939. — Un volume di 592 pagine, con numerose figure e schemi. — Prezzo L. 30.

Questa è la terza edizione di un manuale pratico, destinato ai radiomeccanici e ai riparatori di radioapparecchi. Esso nel suo insieme risponde bene agli scopi per il quale è stato scritto, e gli si può prevedere larga diffusione.

La prima parte si apre con uno sguardo panoramico sugli apparecchi riceventi, dei quali sono elencati i tipi ormai classici e tracciati alcuni schemi caratteristici. Assai opportunamente vengono anzitutto posti in evidenza i requisiti fondamentali di un radioricevitore (« i quattro punti di merito »); ma sarebbe stata desiderabile una maggiore attenzione nel definire la sensibilità, e forse non sarebbe stata inopportuna l'introduzione del più moderno concetto di sensibilità in relazione al livello del rumore di fondo. Segue un capitolo di grande utilità pratica, dedicato ai tubi, il quale raccoglie gli schemi degli zoccoli di tutti i modelli europei ed americani, le dimensioni dei bulbi e la spiegazione dell'uso cui ciascun tipo è destinato; nella premessa teorica sembra pericolosa la distinzione fatta tra la « transconduttanza » e la « pendenza », perchè essa potrebbe indurre taluno a credere che i due nomi corrispondano ad una effettiva differenza. Un cenno ai tubi speciali (celle fotoelettriche, tubi a raggi catodici) chiude questo capitolo. Nel successivo sono ampiamente descritti e illustrati i condensatori, con disegni schematici e costruttivi. Poche pagine vengono invece dedicate alle bobine ed ai trasformatori di alta e media frequenza, mentre più ampio è il capitolo seguente, sulle resistenze e sulle bobine d'induttanza con funzioni di blocco per le alte frequenze. Il sesto capitolo tratta dei trasformatori e delle induttanze per l'alimentazione e per l'accoppiamento in bassa frequenza; il settimo, degli altoparlanti, dei microfoni, dei rilevatori fonografici, delle fotocelle; l'ottavo, delle parti meccaniche dei radioricevitori e dei dispositivi fonografici automatici. Con il capitolo nono, particolarmente importante perchè dedicato ai circuiti principali ed ausiliari costituenti l'apparecchio, si chiude questa prima parte.

La parte seconda tratta dell'installazione e della manutenzione degli apparecchi e dell'impianto dell'antenna (cap. X); procede con una descrizione degli attrezzi e degli strumenti di misura dei quali dev'essere provvisto un laboratorio di radiomeccanico (cap. XI); termina con la ricerca dei guasti, il rimodernamento del ricevitore, la sua registrazione (cap. XII).

La terza parte è dedicata agli apparecchi popolari prodotti dall'industria italiana (« Radiorurale » e « Radiobalilla »), alla radio automobilistica e coloniale. La quarta comprende le definizioni principali, sotto forma di un piccolo vocabolario, e simboli, formule, tabelle. Utile la quinta, che con le sue 200 pagine fornisce altrettanti schemi di apparecchi della produzione italiana di serie negli anni 1934-1939. La sesta, dedicata alla bibliografia, chiude il manuale.

C. E.

***

P. Abadie. — *Les mesures en radioélectricité.* — É. Chiron, Paris, 1938. — Un volume di 98 pagine, con 92 figure. — Prezzo Fr. 28.

Il libro si compone di tre capitoli, i cui argomenti sono nell'ordine: misure di impedenze, di tensioni e di correnti a radiofrequenza.

Il primo capitolo si occupa della misura ad alta frequenza della resistenza di elementi di circuito e di quella di circuiti oscillatori. Vengono esposti, per l'esecuzione di tali misure, i seguenti metodi: il metodo della resistenza addizionale, quello della variazione di capacità, altri meno noti basati sulla variazione dell'impedenza di una bobina, il metodo del dinatron e infine uno basato sulla scarica del condensatore. Riescono utili le indicazioni fornite sull'attuazione pratica dei circuiti e delle resistenze di riferimento e sui vari accorgimenti che occorre tener presenti. Il capitolo comprende inoltre le misure d'induttanza reale ed apparente, di capacità distribuita delle bobine, di capacità e perdite dei condensatori e dei materiali dielettrici. Infine vengono passati rapidamente in rassegna i diversi schemi di ponti usati alle frequenze industriali, acustiche e radio.

Il secondo capitolo, dopo un breve accenno ai voltmetri elettrostatici, tratta dei voltmetri elettronici, esponendo le varie cause di errore insite nella determinazione mediante diodi del valore di cresta di una tensione alternativa e riportando i principali schemi per la misura del valore efficace.

Nel terzo capitolo vengono passati in rassegna gli apparecchi più importanti per la misura delle correnti ad alta frequenza: amperometri a filo caldo, termocoppie, apparecchi pirometrici e fotoamperometrici, trasformatori di corrente, riduttori capacitivi e amperometri dinamometrici. Si discutono i limiti di frequenza, i valori ammissibili della corrente, l'effetto delle capacità parassite e le avvertenze necessarie nella taratura degli strumenti e nell'esecuzione delle misure.

Il volume si distingue per semplicità e chiarezza d'esposizione. Le numerose nozioni pratiche, la discussione delle limitazioni imposte ai vari metodi e delle precisioni conseguibili con essi, accompagnate spesso da esempi numerici, rendono il libro di notevole utilità per chi lavori in laboratorio.

G. H.

* * *

K. KUEPFMUELLER. — *Einführung in die theoretische Elektrotechnik.* — J. Springer, Berlin, 1939. — Un volume di VI-344 pagine, con 360 figure. — Prezzo R.M. 18 (legato R.M. 19,80).

A distanza di 7 anni dalla prima (1) è comparsa la seconda edizione, migliorata ed ampliata, del magistrale trattato dell'autore; il quale nel frattempo ha lasciato l'insegnamento attivo nel Politecnico di Berlino per assumere la carica di direttore della Siemens e Halske.

I pregi, per cui l'opera si segnalò fin dal suo primo apparire, sono confermati e avvalorati nella nuova edizione. Quanto più l'elettrotecnica allarga e moltiplica le sue ramificazioni, tanto più si avverte la insufficenza di certi indirizzi, ormai sorpassati, che ancora si seguono da molti nel campo dell'insegnamento. Da un lato l'impossibilità e gl'inconvenienti di trattazioni troppo specializzate, dall'altro la necessità di solidi fondamenti per applicazioni sempre più delicate e complesse, impongono un allargamento delle conoscenze teoriche. E queste non possono essere attinte ai trattati di fisica e di matematica, ma richiedono una esposizione organica, chiaramente orientata verso gli scopi dell'elettrotecnica, che costituisce ormai una scienza vasta e ben definita. Un corso introduttivo non può aver di mira soltanto lo studio delle macchine elettriche, sì anche quello di altre applicazioni almeno altrettanto importanti, prime fra tutte le comunicazioni elettriche e le alte frequenze. Le stesse trasformazioni elettromeccaniche dell'energia interessano, oltre le macchine, anche molti altri sistemi, quali ad esempio gli apparecchi elettroacustici; la teoria dei diagrammi polari deve essere sviluppata e sempre più messa a profitto; e non si può tacere della scarica nei gas e nel vuoto, dei tubi elettronici e via dicendo.

Il volume si inizia con un cenno sulle unità, cui segue lo studio della corrente elettrica stazionaria nelle reti di conduttori filiformi e nei conduttori a due e tre dimensioni. Si tratta poi del campo elettrico stazionario, prodotto da due o più conduttori, della teoria del potenziale, degli effetti di cariche spaziali; più oltre, del campo elettrico lentamente variabile, delle correnti di spostamento, delle grandezze alternate, dell'emissione elettronica, della scarica. Il più esteso capitolo è riservato al campo magnetico, all'induzione, alle proprietà magnetiche dei materiali, all'induttanza propria e mutua dei circuiti, alle azioni dinamiche,

(1) L'Elettrot., 1932, XIX, p. 481.

alle correnti parassite, all'isteresi, al trasformatore, alle applicazioni elettromeccaniche. Seguono i capitoli dedicati rispettivamente alle reti elettriche e ai conduttori a catena, alle lunghe linee, ai campi rapidamente variabili, cioè alla teoria di Maxwell e ai fenomeni di propagazione delle perturbazioni elettromagnetiche, ed infine ai fenomeni transitori e ai sistemi non lineari.

La trattazione è svolta tutta su un tono scientificamente elevato, ma non inaccessibile per chi abbia la preparazione, che, secondo gli ordinamenti scolastici, dovrebbero avere, in materia di matematica e di fisica, tutti gli studenti di ingegneria. Applicazioni a casi concreti ed esempi numerici agevolano lo studio e ne accrescono l'efficacia.

Per la parte formale è da rilevare, che sono adottate dall'autore le formule così dette « razionalizzate » nei riguardi del fattore 4π e, come unità di misura per le grandezze elettriche, sono adoperate quelle del sistema pratico. Quest'ultimo non viene tuttavia esteso alle altre grandezze meccaniche e magnetiche, sì che ricompaiono il gauss, il maxwell ed i conseguenti fattori numerici per il passaggio da grandezze elettriche a grandezze magnetiche (1 maxwell = 10^{-8} weber e simili).

Il volume, presentato con la solita accuratezza dall'editore, costituisce un prezioso e fondamentale contributo alla trattatistica dell'elettrotecnica.

G. V.

* * *

R. Feldtkeller. — *Einführung in die Siebschaltungstheorie der elektrischen Nachrichtentechnik.* — S. Hirzel, Leipzig, 1939. — Un volume di X-174 pagine, con 130 figure. — Prezzo R.M. 10,80 (legato R.M. 12).

Nella collezione « Physik und Technik der Gegenwart » (che con questo volume raggiunge il numero quattro della serie) il noto autore tedesco, del Politecnico di Stuttgart, continua lo studio dei circuiti elettrici col metodo dei quadripoli, iniziato col precedente volume « Einführung in die Vierpoltheorie ». Egli raccoglie così, in sistematici volumetti, buona parte delle trattazioni sull'argomento dei quadripoli e dei filtri, che negli anni passati aveva pubblicato nelle riviste tecniche del suo paese.

Lo svolgimento della materia, a somiglianza di quello che si notava nel precedente volume [1], è contenuto entro i limiti di una trattazione elementare: basti dire che tutta la teoria dei filtri è svolta riferendosi al caso semplificato ed ideale di circuiti di pure reattanze (cioè senza perdite) e soltanto nelle ultime venti pagine si dà un cenno del modo di tener conto delle perdite, sempre presenti nei circuiti della pratica. Inoltre l'argomento, assai importante oggidì, dei transitori nei filtri non è nemmeno accennato.

---

[1] A. F., 1938, VII, p. 275.

Ma forse proprio in grazia di queste sue doti di semplicità il libro può riuscire assai interessante per chi desidera avere un avviamento (come dice lo stesso titolo) allo studio dei filtri in generale. È bene segnalare che, dal punto di vista della chiarezza dell'esposizione e dell'efficacia didattica, esso è veramente esemplare. L'ordinata distribuzione della materia, la sapiente semplificazione nell'impostazione dei problemi, il notevole corredo di esemplificazioni numeriche e di rappresentazioni grafiche, le molte nitide figure, la veste tipografica assai curata, tutto contribuisce a rendere efficace la presentazione della materia, già di per sè interessante.

Il libro è diviso in sette capitoli. I due primi sono di carattere introduttivo, uno in generale sull'importanza e sulle funzioni dei filtri nella tecnica delle comunicazioni elettriche, l'altro sulle proprietà fondamentali dei costituenti bipolari dei circuiti di filtramento e in particolare delle reattanze. Quindi vengono studiati i filtri come quadripoli simmetrici senza perdite, con particolare riferimento ai filtri prototipo. Segue lo studio delle catene di cellule elementari, degli accorgimenti e dei metodi di calcolo (filtri derivati a *m*) per ottenere la massima uniformità dell'impedenza caratteristica nella banda passante ovvero un particolare aumento dell'attenuazione per frequenze della banda attenuata. Infine il capitolo già accennato sui filtri con perdite.

La bibliografia che chiude il volume non reca alcuna indicazione relativa ai contributi italiani sull'argomento; nè si può tacere che ugualmente trascurati sono tutti i lavori che non siano di origine sassone o anglosassone.

A. Fe.

***

N. W. MacLachlan. — *Complex variable and operational calculus with technical applications.* — Cambridge University Press, London, 1939. — Un volume di XI-355 pagine, con 72 figure. — Prezzo 25 scellini.

In questo volume le teorie del calcolo operatorio vengono svolte per gli ingegneri seguendo un cammino rigoroso, senza far ricorso, quindi, a quei metodi che si possono chiamare sperimentali o comunque semplificati, sui quali si basano molti dei volumi apparsi su questo argomento.

Si tratta perciò di un libro di non facile ed immediata lettura e pertanto, forse, non del tutto consigliabile al tecnico che per la prima volta si addentri nell'argomento in vista di immediate applicazioni; utilissimo, invece, per chi voglia rielaborare ed approfondire le sue cognizioni in materia. L'autore incita tuttavia il tecnico a superare la difficoltà che tale studio rigoroso comporta, giacchè l'assimilazione completa e perfetta delle teorie svolte fornisce un mezzo di rara efficacia per la indagine e la risoluzione di svariati problemi tecnici.

Anche lo svolgimento dei calcoli segue una via inconsueta ed è fondato su un teorema di inversione dovuto al Mellin.

Il volume è diviso in tre parti: la prima contiene un richiamo generale della teoria delle funzioni di variabile complessa, dell'integrazione lungo un contorno, del calcolo dei residui. Come contorno da percorrere viene introdotto quello di Bromwich-Wagner, ossia il contorno che limita un semipiano della variabile indipendente. Un capitolo è dedicato alle funzioni gamma, di errore e di Bessel, che vengono espresse come integrali di funzioni di variabile complessa lungo il contorno anzidetto. Il calcolo di tali integrali è fondamentale per la risoluzione dei problemi trattati nel sèguito.

La seconda parte sviluppa il calcolo operatorio, usando integrazioni complesse. Si parte dal teorema di inversione di Mellin, che consente di compilare la tavola delle espressioni di varie funzioni per mezzo di operatori. Segue il metodo generale di integrazione delle equazioni differenziali lineari.

La terza parte tratta delle applicazioni del calcolo operatorio ai più svariati problemi dell'ingegneria, dall'elettrotecnica alla meccanica, alla trasmissione del calore, alla diffusione di una soluzione, ai fenomeni transitori negli altoparlanti, e via dicendo. Nello svolgimento di questi esempi ci si riavvicina ai metodi di calcolo usuali, con la sostituzione formale dell'operatore p alla derivata; forse non giova alla chiarezza l'aver trascurato espressioni di carattere generale, quali l'« expansion theorem » di Heaviside, l'integrale di Duhamel ed altre.

Numerosi esempi ed un'appendice di carattere matematico chiudono il volume.

Si può dire in conclusione, che questo testo offre indubbiamente doti di esattezza e di generalità, che permettono di portare rapidamente alle quadrature sistemi anche notevolmente complessi; ma la sua lettura sembra richiedere, ancor più che una preparazione, un impegno e un'applicazione che altri trattati, meno precisi e meno generali, non esigono.

E. Cr.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

R. GEA SACASA. — *Ondas cortas y ultra-cortas.* — Editorial Reus, Madrid, 1933. — Un volume di 64 pagine, con 28 figure. — Prezzo 3 pesete.

L. INNAMORATI e P. UCCELLO. — *La registrazione del suono.* — Bianco e Nero, Roma, 1939. — Un volume di 329 pagine, con 123 figure. — Prezzo L. 40 (legato L. 50).

D. E. RAVALICO. — *Il radiolibro* - 5ª edizione. — U. Hoepli, Milano, 1939-1940. — Un volume di XX-569 pagine, con 174 figure, 276 schemi e 29 tabelle. — Prezzo L. 25.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Corso di perfezionamento in Radiotecnica. — Il R. Politecnico di Milano comunica che sono aperte le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Radiotecnica per l'anno accademico 1939-40-XVIII.

Esso comprende i seguenti insegnamenti:

a) Insegnamenti generali: *Radiotecnica* (prof. F. Vecchiacchi); *Complementi di elettrotecnica* (dott. ing. R. Sartori); *Misure radiotecniche* (dott. ing. G. Pradella): questo insegnamento verrà integrato da esercitazioni.

b) Insegnamenti monografici: saranno svolti da autorevoli specialisti sui seguenti argomenti: *Televisione; Tecnica dei tubi elettronici; Elettroacustica; Radiotrasmettitori;...*

c) Conferenze: saranno tenute su argomenti vari relativi alla tecnica delle comunicazioni elettriche.

Le lezioni avranno inizio il 10 gennaio 1940. Gli esami seguiranno durante le sessioni estiva ed autunnale e consisteranno in un'unica prova vertente sul gruppo delle materie d'insegnamento.

Al Corso potranno essere ammessi i laureati in ingegneria e in fisica che ne facciano domanda al Direttore del R. Politecnico entro il 31 dicembre 1939 allegando i documenti richiesti. La Direzione si riserva, in casi speciali, di accogliere altre domande presentate successivamente.

Gli ammessi debbono pagare: tassa di iscrizione, L. 500; sopratassa di esame, L. 100; contributo per le opere sportive ed assistenziali, L. 25; premio di assicurazione contro gli infortuni, L. 15; tessera di riconoscimento, L. 10. Ai due allievi, non interni, che supereranno entro la sessione estiva od autunnale l'esame col migliore risultato (votazione in ogni caso superiore a 27/30) sarà conferito un premio di L. 500.

È aperto il concorso per due posti di allievo interno. Gli allievi interni devono iscriversi al Corso e frequentare il laboratorio con orario normale (dalle ore 9 alle 12 e dalle 14 alle 18 di tutti i giorni feriali, escluso il pomeriggio del sabato) dal 10 gennaio a tutto il 31 dicembre 1940, esclusi i mesi di agosto e settembre. Essi — dopo un periodo di tirocinio — parteciperanno all'attività normale del laboratorio e si dedicheranno, sotto la guida del personale insegnante, allo studio di qualche problema teorico-sperimentale, sul quale devono stendere un'ampia relazione. Agli allievi interni sarà corrisposto un assegno di L. 8000 suddiviso in

dieci mensilità posticipate, dal gennaio al luglio e dall'ottobre al dicembre 1940.

Gli aspiranti ai due posti di allievo interno, devono presentare domanda al Direttore del R. Politecnico, su carta bollata da L. 4, entro il 31 dicembre 1939, allegando i titoli atti a comprovare la loro preparazione e l'iscrizione al Partito Nazionale Fascista. La scelta sarà fatta dalla Direzione in base ai titoli di studio e con preferenza, a suo insindacabile giudizio, a parità di titoli, per i laureati in ingegneria industriale elettrotecnica presso il R. Politecnico di Milano.

Per ulteriori notizie ci si rivolga alla Segreteria del R. Politecnico.

Re.

*
* *

Corso di perfezionamento per specialisti in Radiocomunicazioni. — La R. Università degli studi di Bologna notifica che sono aperte, per l'anno accademico 1939-40-XVIII, le iscrizioni al Corso di perfezionamento post-universitario per specialisti in Radiocomunicazioni, annesso all'Istituto di Fisica « Augusto Righi » e diretto dal prof. Q. Majorana.

Al Corso possono iscriversi i laureati in fisica, fisica matematica e ingegneria. Il Corso ha la durata di un anno, al termine del quale, superati gli esami nelle varie discipline e in seguito a discussione di una dissertazione scritta su argomento speciale, si rilascerà un certificato di « specialista in radiocomunicazioni », valevole a tutti gli effetti di legge.

Gli insegnamenti impartiti sono i seguenti:

Complementi di elettrotecnica (prof. S. Basile); *Propagazione delle onde elettromagnetiche* (prof. D. Graffi); *Radiotecnica generale* (prof. V. Gori); *Tubi elettronici e loro applicazioni* (prof. C. Matteini); *Misure radiotecniche* (ing. G. P. Galligioni); *Esercitazioni di radiotecnica* (ing. G. P. Galligioni); *Corso di conferenze di fotoelettricità, televisione ed elettroacustica* (prof. Q. Majorana).

A ciascuno di tali insegnamenti corrisponde un esame speciale.

Gli iscritti al Corso sono tenuti al pagamento della tassa di immatricolazione, della tassa annuale di iscrizione e delle sopratasse di esame dovute per la Facoltà di Scienze, oltre ad un contributo annuo di laboratorio; i versamenti sono da effettuare presso la Cassa di Risparmio di Bologna (piazza Nettuno, 3). Gli iscritti godono delle stesse facilitazioni ferroviarie concesse agli studenti universitari.

Le iscrizioni si chiudono il 30 novembre: la domanda, in carta bollata da L. 4, dev'essere indirizzata al Magnifico Rettore.

Il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha messo a concorso [1] dieci borse di studio alle quali possono aspirare gli iscritti al Corso.

Per ulteriori notizie ci si rivolga alla Direzione del Corso (Istituto di Fisica « A. Righi », via Irnerio, 46) o alla Segreteria universitaria.

Re.

---

[1] A. F., 1939, VIII, p. 677.

Vol. VIII - N. 11 Novembre 1939-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

ou avec interposition d'un quadripôle linéaire passif. On illustre aussi les problèmes des « adaptations des impédances ».

*Dans le cas le plus simple d'un dipôle actif directement connecté au dipôle passif, on détermine distinctement les huit conditions de maximum, qu'on peut considérer. On étudie séparément l'*adaptation energétique *et l'*adaptation d'uniformité; *en modifiant le traitement habituel du sujet, on montre que la nécessité d'une* adaptation d'uniformité *n'est pas suggérée par des considérations de prétendues « pertes par réflexion », mais par la condition d'obtenir une transmission uniforme dans une large bande de fréquence.*

Des diagrammes et un exemple numérique illustrent la valeur des procédés de calcul et l'allure des divers coefficients (d'irrégularité, de réflexion,...) qui sont utilisés dans la technique des télécommunications.

Une seconde partie est dédiée à l'étude de l'accouplement d'un générateur à un utilisateur au moyen d'un quadripôle.

On examine successivement les divers coefficients en usage pour évaluer la qualité de la transmission du point de vue du courant (facteur d'insertion), de la puissance réelle (facteur de transmission), et de la puissance apparente (facteur de transmission composite) transmises.

On montre comment on obtient l'« équivalent de transmission » habituel et les relations avec les questions des rendements.

Dans toute l'étude, la symétrie des définitions et l'uniformité des dénominations sont réalisées avec soin, selon des règles générales.



Vol. VIII - N. 11 Novembre 1939-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

of « reflection losses » but by the necessity of obtaining an uniform transmission over a wide frequency band.

Diagrams and a numerical calculation illustrate the value, the method of calculation and the relations of the various coefficients (non--uniformity, reflection,...) which are in use in telecommunication.

The second part deals with the study of the coupling of a generator to a utilisation circuit through a quadripole. The various coefficients are taken into consideration which are used to evaluate the transmission efficiency from the point of view of the current (insertion loss factor), real power (transducer loss factor), apparent power (composite loss factor). The derivation of the « overall attenuation » and efficiency problems are dealt with.

In the paper care is taken as regards symmetry of definitions and uniformity of terminology.

ALTA FREQUENZA

INHALT

mit oder ohne Zwischenschalten eines Vierpols, betrachtet. Auch die Probleme der Widerstandsanpassungen werden erklärt.

In dem einfachsten Fall eines activen, mit einem passiven direkt verbundenen, Zweipols, werden acht verschiedene Maximumzustände festgestellt. Es werden einzeln die energetische Anpassung *und die* gleichmässige Anpassung *untersucht; im Gegensatz zu den gewöhnlichen Betrachtungen, wird bewiesen, dass die* gleichmässige Anpassung *nicht von der Nullmachung der sogenannten « Reflektionsverlusten » bestimmt ist, sondern von der Notwendigkeit, eine gleichmässige Uebertragung in einem weiten Frequenzbereich zu erhalten.*

Einige Diagramme und ein numerisches Beispiel erklären die Werte, die Berechnungsmethode und den Verlauf der verschiedenen (Ungleichmässigkeits, Reflektions, u. s. w.) Koeffizienten, die in der Fernmeldetechnik gebraucht sind.

Ein zweiter Teil ist der Theorie gewidmet, die einen durch einen Vierpol mit einem Verbraucher verbundenen Zweipol betrachtet.

Die verschiedenen Koeffizienten werden einzeln studiert, die zur Bewertung der Güte einer Uebertragung nützlich sind; es sind dies: von dem Gesichtspunkt des übertragenen Stromes: Einfügungsfaktor; der Wirkleistung: Wirkdämpfungsfaktor; und der Scheinleistung: Betriebsdämpfungsfaktor.

Es wird gezeigt wie hieraus die gewöhnliche « Restdämpfung » abgeleitet wird und wie die Betrachtungen des Wirkungsgrades damit in Zusammenhang stehen.

In der ganzen Arbeit werden, einigen allgemeinen Regeln gemäss, die Symmetrie der Definitionen und die Gleichmässigkeit der Benennungen gewahrt.



ING. R. [illegible] NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - C[illegible] Regina Margherita, 46 bis

VOL. VIII - N. 12 (PUBBLICAZIONE MENSILE) DICEMBRE 1939-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

A. F. VIII-12 DIC. 1939

VOL. VIII DICEMBRE 1939-XVIII N. 12

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. *Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO. . . » 6

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI): I (1932) L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937) L. 40 CIASCUNA; VII (1938) L. 50

SOMMARIO

A questo fascicolo sono allegati il frontespizio e gl'indici del volume VIII (1939)

Vol. VIII Dicembre 1939-XVIII N. 12

ALTA FREQUENZA



Reciprocità e trasduttori nei radiocollegamenti.

Il metodo di investigazione dei fenomeni e dei dispositivi elettrici, che si fonda sul concetto e sullo studio generale dei trasduttori, ha avuto la sua origine e le sue applicazioni nel campo delle comunicazioni elettriche su filo, estendendosi poi a tutta l'elettrotecnica ed anche fuori di essa. L'unico campo, forse, in cui tale metodo non aveva trovato diffusione, era stato quello delle radiocomunicazioni, cioè delle comunicazioni elettriche per irradiamento nello spazio.

Ciò ha il suo fondamento logico nel fatto che i « trasduttori » e, in generale, anche ogni « circuito elettrico » sono schemi nei quali, attraverso opportune convenzioni, si ottiene il risultato essenziale di svincolarsi dall'elemento « spazio », cioè anche dalle dimensioni e dalla costituzione reale di quei mezzi che si considerano sede dei fenomeni, col vantaggio di ridursi a ragionare su elementi schematici puramente elettrici e sulla variabile tempo. Viceversa, nello studio dell'irradiamento è proprio lo spazio uno degli elementi principali che entrano nella trattazione dei fenomeni; e la costituzione pratica, considerata punto per punto, del mezzo in cui avviene la propagazione ha importanza essenziale.

Purtuttavia, per una visione complessiva del fenomeno della trasmissione, non è opportuno che le radiocomunicazioni rinunzino ai mezzi offerti dalla teoria dei trasduttori. Uno degli ostacoli principali all'introduzione di essa nel campo radio stava nei dubbi che spesso sono sorti sulla validità o meno, in tale campo, del teorema della reciprocità. Il professore Latmiral, che proprio a riguardo del teorema della reciprocità ha portato già altre volte contributi notevoli di chiarificazione, svolge ora anche la trattazione relativa all'introduzione e all'applicazione del concetto generalizzato di trasduttore nelle radiocomunicazioni. E lo fa con un corredo di applicazioni e di esperienze, che chiariranno ancor meglio al lettore la teoria.

Egli mostra come non consegua necessariamente dalla reciprocità che, scambiando generatore e ricevitore, debba restare inalterata l'effi-

cienza di un radiocollegamento. È forse stata un'imperfetta conoscenza di questa circostanza, quella che ha talvolta indotto a reputare non conformi alla reciprocità risultati sperimentali che invece in realtà erano tali.

Tubi elettronici come interruttori comandati.

Accanto al tubo elettronico considerato come amplificatore, generatore e rivelatore, potrebbe esser posto — secondo quel che suggerisce il collega VECCHIACCHI nel suo attuale studio — il tubo elettronico considerato come un interruttore comandato: un interruttore, cioè, che risulta chiuso od aperto a seconda del valore e del senso della grandezza elettrica applicata in un circuito di comando, e precisamente della tensione applicata al circuito di griglia del tubo stesso.

Tale tipo di funzionamento può sussistere, a dire il vero, in qualsiasi tubo a tre o più elettrodi che sia simultaneamente amplificatore e raddrizzatore, ma generalmente si verifica in una misura ed in un grado, per cui l'analogia con l'interruttore risulta molto grossolana ed applicabile piuttosto sotto l'aspetto qualitativo, che non sotto quello quantitativo.

È per altro degno di rilievo, e certamente poco noto, come in alcuni tubi, e più specialmente in alcuni pentodi di tipo particolare, la conduttività anodica possa passare dal valore nullo, che notoriamente si ottiene per tensioni di griglia negative sufficientemente grandi, ad un valore finito molto alto per tensioni di griglia nulle, e tale da dar luogo, anche per valori di corrente relativamente elevati, a cadute presso che trascurabili di fronte al valore della tensione anodica agente. Con codesti tubi il rapporto tra caduta e tensione anodica può infatti essere facilmente ridotto nelle applicazioni pratiche a meno di uno per cento, senza dover perciò conferire valori troppo elevati alla resistenza anodica di carico.

Tubi elettronici siffatti, che si possono realmente assimilare ad interruttori, si prestano a più di una applicazione speciale di notevole interesse: in particolare, come il Vecchiacchi mostra e promette di illustrare, ad una categoria di apparecchi di misura di frequenza, fase, forma e simili, la cui taratura resti praticamente sottratta ad ogni dipendenza dalle caratteristiche del tubo. Sono anche prevedibili altre utili applicazioni: per esempio, nel campo della generazione di oscillazioni di rilasciamento stabili in frequenza ed in ampiezza, nella produzione di forme d'onda speciali, fra cui anche quella di tipo rettangolare.

LA REDAZIONE.

RECIPROCITÀ E CONCETTO GENERALIZZATO DI TRASDUTTORE NEI RADIOCOLLEGAMENTI

GAETANO LATMIRAL



Il concetto generalizzato di trasduttore è poco usato nello studio dei radiocollegamenti; di tale situazione sono in gran parte causa la convinzione che il teorema di reciprocità abbia ristretti limiti di applicabilità ed il dubbio che anche quando questi limiti sono, almeno apparentemente, rispettati, esso possa sovente fallire; convinzione e dubbio che in realtà sono infondati.

Si dimostra che il teorema di reciprocità vale rigorosamente non soltanto se ε, μ, γ sono quantità scalari, ma anche se sono omografie simmetriche (dilatazioni); questa estensione può avere qualche interesse nel campo dell'ottica. Nel caso di radiocollegamenti ionosferici, il teorema di reciprocità, a rigore, non vale. Ma mediamente nel tempo (tenuto anche conto della instabilità della ionosfera) esso deve risultare ancora applicabile, alla condizione che ε, μ, γ siano omografie e che si operi con onde aventi lunghezze molto minori di 214 m. Esperienze eseguite tra Roma e l'Africa Orientale Italiana confermano questa tesi.

Applicando il concetto generalizzato di trasduttore, si mostra infine che non consegue necessariamente dalla reciprocità che scambiando generatore e ricevitore debba restare inalterata l'efficienza di un radiocollegamento. Una imperfetta conoscenza di questa circostanza ha forse talvolta indotto a reputare non conformi alla reciprocità risultati sperimentali che in realtà lo erano.

1. - Premessa.

Nello studio dei radiocollegamenti si fa raramente uso della teoria sperimentale dei trasduttori e di quella, che da essa deriva, dei circuiti equivalenti; ne è causa la diffusa convinzione che solo in via estremamente grossolana possano essere attribuite ad un trasduttore radiotelegrafico le proprietà di cui godono le reti lineari passive.

Questa convinzione è basata in gran parte sul fatto che il teorema di reciprocità, pur nella sua forma più generale, è stato dimostrato valido solo quando la costante dielettrica ε, la permeabilità μ e la conduttività γ sono ovunque quantità scalari; rimangono quindi esclusi i mezzi anisotropi, e in particolare quelli otticamente e magneticamente attivi, fra i quali è da noverarsi la ionosfera, se si tien conto del campo magnetico terrestre. Ma vi è di più; talvolta si dubita, e si citano a riprova risultati sperimentali, che anche nei collegamenti terrestri, limitatamente ai quali fu provato valido, il teorema di reciprocità possa praticamente non valere.

Scopo particolare della presente nota è quello di mostrare che la reciprocità vale anche nel caso dei mezzi anisotropi ed otticamente attivi; il che ha qualche importanza nello studio dell'ottica. In presenza di mezzi magneticamente attivi, il teorema, a rigore, non vale; ma nel caso della ionosfera, tenuto anche conto della instabilità di essa, sarà mostrato che il teorema deve, per le onde corte, essere ancora praticamente applicabile. Quanto ai risultati sperimentali giudicati contrari alla reciprocità, essi sono stati certamente quasi sempre rilevati, per effetto di un errore sperimentale in cui è facile incorrere, in condizioni non probative; il perchè sarà in appresso indicato.

Scopo generale di questa nota è poi quello di richiamare l'attenzione di chi legge sulla opportunità e l'utilità di far uso della teoria dei trasduttori nello studio dei radiocollegamenti. La natura dei quadripoli, o meglio dei di-bipoli (1) radiotelegrafici e, in particolare, la esiguità della impedenza diretta dei due bipoli rispetto all'autoimpedenza di ciascuno di essi rende infatti possibile nel loro studio l'introduzione di notevoli semplificazioni.

D'altra parte, mentre nel caso di circuiti chiusi la teoria sintetica può considerarsi in certo modo un semplice complemento pratico di quella analitica, per i collegamenti radio la situazione è diversa.

Nel primo caso, infatti, l'accettabilità dell'ipotesi di regime quasi stazionario permette di limitare idealmente, od anche materialmente, lo spazio in cui si trovano gli elementi costitutivi del trasduttore. Esaminando poi questo spazio, è per solito facile, purchè siano verificate quelle medesime condizioni da cui dipende l'applicabilità della teoria sperimentale (linearità, passività e così via), schematizzare e ordinare questi elementi in modo da ridursi a risolvere un problema circuitale.

Nel caso dei collegamenti radiotelegrafici, invece, lo studio analitico

(1) Il comportamento di un di-bipolo, cioè di un trasduttore a due coppie di morsetti, può essere definito, se vale la reciprocità, mediante tre soli parametri indipendenti, ricavabili in base a tre prove pure indipendenti. Tre è quindi anche il numero minimo delle impedenze necessarie a costituire un circuito equivalente, un circuito cioè che si comporti, agli effetti esterni, come il trasduttore in esame. Esse possono essere raggruppate a formare un T (stella) od un Π (triangolo), ed hanno naturalmente valori diversi a seconda che si stabilisca di raggrupparli nell'un modo o nell'altro.

del trasduttore è ben più arduo, sia perchè è difficile schematizzarne gli elementi, sia perchè il problema da risolvere non è circuitale ma di campo. Le variabili sono infatti funzione non più di una sola dimensione e del tempo, come nei circuiti a costanti distribuite, o addirittura del solo tempo, come in quelli a costanti concentrate, ma di tre dimensioni e del tempo. Ne consegue la necessità di risolvere un sistema di equazioni alle derivate parziali, anzichè totali, il cui integrale generale contiene non più un numero di costanti pari all'ordine del sistema, ma un egual numero di funzioni arbitrarie, la cui determinazione si sa compiere solo in casi particolarmente semplici.

In pratica, da questo stato di cose consegue che soltanto raramente la teoria analitica può, nei circuiti radio, consentire di prevedere i risultati dell'esperienza.

Particolarmente utile deve quindi poter riuscire in questo caso, anche in considerazione dei recenti progressi avvenuti nel campo delle misure a radiofrequenza, la teoria sintetica, o sperimentale, dei trasduttori, la quale insegna a catalogare e a manipolare i risultati delle prove che si possono fare operando dall'esterno dei trasduttori stessi ([2]).

A questo proposito si noti che, nel caso radiotelegrafico, non è certamente possibile, come quando vale l'ipotesi di quasi-stazionarietà, tracciare una superficie unica la quale separi gli elementi interni da quelli esterni al trasduttore. In generale, si dovrà piuttosto pensare di escludere dall'intero spazio, mediante due superficie chiuse, i soli intorni delle due coppie di morsetti a cui fanno capo le due antenne che si considerano; ed effettivamente, quando gli apparecchi, trasmittente e ricevente, sono chiusi in schermi elettricamente spessi, si può ritenere che soltanto il loro involucro esterno influisca sulla formazione del campo.

Le f. e. m. con le quali si ha a che fare nel caso di collegamenti radio sono, per le proprietà selettive dei circuiti oscillatori, praticamente sempre sinoidali. La teoria dei trasduttori potrebbe tuttavia essere applicata anche al caso di f. e. m. di forma qualsiasi. In questo caso, alla conoscenza delle impedenze proprie e indirette dovrebbe però essere sostituita la conoscenza delle relative funzioni impedenza (l'impedenza è una funzione di $\frac{d}{dt}$) alla quale si potrebbe pervenire, come per i circuiti chiusi, con metodo sperimentale (metodo della funzione unità) mediante brusca applicazione di una discontinuità tipica, quale è la funzione unità. Occorrerebbe poi rilevare la risposta dei circuiti e da essa dedurre le impedenze indiziali proprie e indirette. Dalla conoscenza di esse, anche le funzioni impedenza risultano poi note e viceversa.

Si può osservare, infine, che notevoli difficoltà si presenterebbero nello studio dei trasduttori radiotelegrafici qualora si volesse indagare circa

---

([2]) E. BOTTANI: Sulla teoria dei trasduttori - L'Elettrot., 1934, XXI, p. 114.

l'angolo di fase delle impedenze mutue; occorrerebbe a tale scopo poter stabilire, in modo fisicamente attuabile, un criterio di simultaneità tra le due coppie di morsetti. Tuttavia, dato che ciò che praticamente interessa è la trasmissione a distanza di una certa potenza, e dato che le misure pratiche possono quantitativamente accertare solo l'esistenza di essa, la questione dell'angolo di fase della impedenza indiretta non ha alcuna pratica importanza.

Data l'esiguità della impedenza indiretta rispetto alle autoimpedenze del quadripolo radio, non esiste d'altra parte alcuna apprezzabile interdipendenza tra di esse, cosicchè le due impedenze proprie sono semplicemente quelle che si misurano alle due coppie di morsetti; e quella indiretta, deducibile con una prova a distanza, può essere considerata come puramente resistiva.

2. - Considerazione sul concetto generalizzato di trasduttore.

Si prestano, come è noto, ad essere studiate con procedimenti sintetici (n-polisti) particolarmente semplici le reti che soddisfano alla condizione di essere:

1) lineari, cioè ad elementi concentrati o distribuiti, indipendenti dalle correnti e dalle funzioni in gioco;

2) passive, cioè senza sorgenti di energia;

3) formate soltanto da elementi positivi (salvo eventualmente le induttanze indirette);

4) invariabili nel tempo;

5) non soggette ad effetti giroscopici.

Le reti che soddisfano a queste condizioni godono delle proprietà fondamentali della sovrapponibilità degli effetti, della conservazione della frequenza e della reciprocità. Mentre le due prime proprietà derivano in modo immediato dalle condizioni elencate e sono ovviamente estensibili al caso che la rete comprenda dei radiocollegamenti, non altrettanto può dirsi per la terza; il teorema di reciprocità fu infatti per la prima volta dimostrato da Rayleigh limitatamente ai circuiti quasi stazionari, vale a dire a quei circuiti che possono essere studiati con le leggi della meccanica rigida. Le cariche elettriche devono in essi poter essere considerate come un sistema di punti materiali con posizioni mutue praticamente invariabili; di conseguenza risultano esclusi non soltanto gli effetti giroscopici, dovuti ad eventuali moti rotatori da cui fossero animate parti del sistema, ma anche i fenomeni radiativi.

Quest'ultima restrizione fu dimostrata inessenziale da Carson, il quale estese inoltre l'applicabilità del teorema ai mezzi continui oltre che ai circuiti lineari. La validità del teorema, dapprima limitata al caso che fosse ovunque $\mu = \mu_0$, fu successivamente provata anche per $\mu \neq \mu_0$.

Una diversa dimostrazione, concettualmente un poco più generale (e in appresso diremo il perchè), fu proposta da Ballantine. Il teorema di Carson, grazie a quest'ultima estensione, risulta valido alla sola con-

dizione che ε, μ, γ siano ovunque grandezze scalari. Per l'uso pratico, esso può essere enunciato, come teorema di Rayleigh generalizzato, nella forma seguente.

Sia V'_1 una f. e. m. agente in un qualsiasi ramo, cui attribuiremo il numero 1, di un trasduttore generalizzato, comprendente o non comprendente un radiocollegamento, e produca essa una corrente I'_2 in un altro qualsiasi ramo, numero 2; sia inoltre V''_2 una f. e. m. agente nel ramo 2 e I''_1 la corrente da essa prodotta nel ramo 1. Le potenze indirette $V'_1 I''_1$ e $V''_2 I'_2$ devono risultare eguali, per modo che se V'_1 e V''_2 sono eguali, anche I''_1 e I'_2 lo saranno, sia in ampiezza, sia in fase.

Riservandoci di tornare tra poco sull'argomento della reciprocità e di dimostrare come essa valga anche per ε, μ, γ non scalari, purchè il mezzo non sia magneticamente attivo, il che è quanto dire, che non presenti effetti giroscopici (condizione 5), osserviamo per intanto che le prime quattro condizioni che abbiamo esposto all'inizio di questo paragrafo, possono considerarsi in generale verificate anche in un trasduttore generalizzato derivante dalla composizione di una catena di trasduttori normali e radio.

La condizione di linearità (condizione 1) esclude la presenza di materiali ferromagnetici. Ad eccezione di questi, si può ritenere che tutti gli altri mezzi, comprese le soluzioni elettrolitiche ed i gas ionizzati, siano lineari.

Salvo l'effetto Tellegen, la cui entità non è d'altra parte rilevante, l'esperienza conferma infatti che la mobilità degli ioni e quindi la conduttività dei mezzi ionizzati, può in generale ritenersi indipendente dall'intensità del campo elettrico agente.

Quanto all'influenza dei materiali ferromagnetici, essa non può essere praticamente molto grande, data l'entità relativamente modesta dei campi magnetici in gioco anche nelle vicinanze delle antenne trasmittenti.

Le condizioni di passività (condizioni 2 e 3) potrebbero essere eliminate qualora si stabilisse di tener conto delle tensioni constatate ai morsetti del trasduttore non alimentato, sommandole vettorialmente con quelle applicate e indotte durante le prove. Nello studio dei trasduttori radio si può tuttavia sempre supporre, data la selettività dei circuiti e considerato l'elevato rapporto segnale-disturbo occorrente per un sicuro collegamento, di aver a che fare con trasduttori inerti.

Resta la condizione di invariabilità (condizione 4) la quale esclude nuovamente i materiali ferromagnetici e risulta gravemente compromessa nel caso della propagazione ionosferica. La variabilità delle condizioni ionosferiche infatti fa sì che i risultati delle prove eseguite su un trasduttore generalizzato, comprendente un radiocollegamento ionosferico, valgano per un breve intervallo di tempo e siano soltanto approssimativamente applicabili a condizioni giornaliere, stagionali ed undecennali analoghe.

Anche in un breve intervallo di tempo le condizioni ionosferiche mutano notevolmente; l'altezza equivalente degli strati varia infatti

con velocità che possono raggiungere e superare l'ordine di grandezza delle decine di m/s, tanto che l'effetto Doppler, che ne consegue, può infirmare la conservazione della frequenza quando siano richieste precisioni oltre a 10^{-7}. Tuttavia questa circostanza non è sfavorevole alla possibilità di utile applicazione del concetto di trasduttore generalizzato; da essa infatti vedremo conseguire che non ostante la presenza di effetti giroscopici, la reciprocità può ritenersi praticamente valida anche nel caso di collegamenti ionosferici con onde corte.

8. - Teorema di reciprocità: estensione al caso che ε, μ, γ siano omografie simmetriche.

Tornando all'argomento della reciprocità, proponiamoci ora di mostrare, come già si è detto:

a) che la reciprocità vale rigorosamente anche per mezzi anisotropi, purchè non magneticamente attivi;

b) che nella ionosfera, mezzo magneticamente attivo, la reciprocità vale praticamente ancora, limitatamente però alle onde aventi lunghezze molto minori di 214 m.

Per cominciare, ricordiamo anzitutto gli enunciati e le dimostrazioni che del teorema di reciprocità diedero Carson e quindi Ballantine, quest'ultimo in forma, almeno concettualmente, più generale.

Il teorema di Carson (3) può essere enunciato come segue:

« Sia data una distribuzione di forze elettriche impresse $\mathbf{E}'_i = \mathbf{E}'_i(x, y, z)$ e produca essa una corrispondente distribuzione di intensità di corrente $\mathbf{u}' = \mathbf{u}'(x, y, z)$. Una seconda distribuzione di forze elettriche isofrequenziali $\mathbf{E}''_i = \mathbf{E}''_i(x, y, z)$ produca poi la distribuzione di intensità di corrente $\mathbf{u}'' = \mathbf{u}''(x, y, z)$. Eseguendo una integrazione di volume estesa a tutti i mezzi conduttivi e dielettrici dello spazio, deve verificarsi che:

$$\int \mathbf{E}'_i \times \mathbf{u}''\, dv = \int \mathbf{E}''_i \times \mathbf{u}'\, dv\,. \tag{1}$$

« Se vi sono due sole f. e. m. impresse, applicate rispettivamente tra le coppie di morsetti 1 e 2 di un trasduttore generalizzato, si ha, con le notazioni già precedentemente usate:

$$V'_1 I''_1 = V''_2 I'_2\,. \text{»} \tag{2}$$

Le forze elettriche impresse che Carson considera sono del tipo ponderomotore, e debbono pensarsi quali cause agenti di correnti convettive e non di spostamento dell'etere. Pertanto le correnti specifiche derivanti dalla distribuzione $\mathbf{E}$ di campo elettrico che si stabilisce nello spazio in seguito all'applicazione delle intensità elettriche impresse $\mathbf{E}_i$

(3) J. R. Carson: A generalization of the reciprocal theorem - Bell S. T. J., 1924, III, p. 393.

sono correnti di conduzione (e di convezione) esprimibili con $\gamma\mathbf{E}$ e correnti di polarizzazione elettrica esprimibili con $j\omega\mathbf{P} = j\omega(\varepsilon - \varepsilon_0)\mathbf{E}$, dove $\mathbf{P}$ è il vettore polarizzazione elettrica [4], ma non correnti di spostamento ($j\omega\varepsilon_0\mathbf{E}$) nello spazio vuoto, di costanti ε_0, μ_0.

È quindi sufficiente che l'integrazione [1] sia estesa a tutti i mezzi conduttori e dielettrici materiali.

La formula a cui perviene Ballantine è alquanto più generale della [1]. In essa infatti le forze elettriche impresse sono del tipo generalizzato, e non soltanto ponderomotore. Parimenti le correnti sono correnti di conduzione, di convezione e di spostamento «totale». L'integrazione [1], con questo nuovo significato dei vettori $\mathbf{E}_i$ ed $\mathbf{u}$, deve quindi essere estesa a tutto lo spazio.

Nel teorema di Carson è in sostanza prevista soltanto la presenza di correnti di conduzione, convezione e polarizzazione impresse (tale è infatti l'effetto che possono produrre le forze ponderomotrici agendo sulle cariche); nel teorema di Ballantine è invece considerata la possibilità che vi siano correnti di tipo generalizzato, e inoltre cariche impresse; il che indubbiamente è più generale, se pure in molti casi della pratica superfluo.

La dimostrazione di Ballantine è, nelle sue premesse, molto semplice. Le due prime equazioni di Maxwell, ponendo $\frac{\partial}{\partial t} = j\omega$, e intendendo che ε, μ, γ siano tutte grandezze scalari [5], divengono:

[3] $$\mathbf{E}_i = \frac{\text{rot}\,\mathbf{H}}{\gamma'} - \mathbf{E}\,,$$

[4] $$\text{rot}\,\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}\,,$$

dove $\gamma' = \gamma + j\omega\varepsilon$.

Supponiamo ora di avere a che fare con due diverse distribuzioni di forze elettriche impresse, $\mathbf{E}'_i$ ed $\mathbf{E}''_i$; e siano $\mathbf{u}'$ ed $\mathbf{u}''$ le corrispondenti correnti (totali) legate ad $\mathbf{E}$, $\mathbf{E}_i$ ed $\mathbf{H}$ dalle relazioni generali:

[5] $$\gamma'(\mathbf{E} + \mathbf{E}_i) = \mathbf{u} = \text{rot}\,\mathbf{H}\,.$$

Effettuiamo ora, applicando la [3] e la seconda delle [5], le operazioni indicate dalla scrittura $\mathbf{E}'_i \times \mathbf{u}'' - \mathbf{E}''_i \times \mathbf{u}'$; si ha immediatamente:

[6] $$\mathbf{E}'_i \times \mathbf{u}'' - \mathbf{E}''_i \times \mathbf{u}' = \mathbf{E}'' \times \text{rot}\,\mathbf{H}' - \mathbf{E}' \times \text{rot}\,\mathbf{H}'' + \frac{\text{rot}\,\mathbf{H}'}{\gamma'} \times \text{rot}\,\mathbf{H}'' - \frac{\text{rot}\,\mathbf{H}''}{\gamma'} \times \text{rot}\,\mathbf{H}'\,.$$

---

(4) Si veda l'appendice I.

(5) S. BALLANTINE: Reciprocity in electromagnetic, mechanical, acoustical, and interconnected systems - Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 929.

Ricordando che:

$$[7] \qquad \mathbf{E}'' \times \text{rot}\,\mathbf{H}' = \text{div}\,(\mathbf{H}' \wedge \mathbf{E}'') + \mathbf{H}' \times \text{rot}\,\mathbf{E}''$$

$$[8] \qquad -\mathbf{E}' \times \text{rot}\,\mathbf{H}'' = -\text{div}\,(\mathbf{H}'' \wedge \mathbf{E}') - \mathbf{H}'' \times \text{rot}\,\mathbf{E}'$$

e sostituendo nelle [7] e [8] la [4], si ha allora:

$$[9] \qquad \mathbf{E}'_i \times \mathbf{u}'' - \mathbf{E}''_i \times \mathbf{u}' = \text{div}\,(\mathbf{E}' \wedge \mathbf{H}'') - \text{div}\,(\mathbf{E}'' \wedge \mathbf{H}') + \mathbf{H}'' \times j\omega\mu\mathbf{H}' - \mathbf{H}' \times j\omega\mu\mathbf{H}'' .$$

Questa relazione vale punto per punto; integrando estesamente a tutto lo spazio e applicando il teorema della divergenza, si ha invece:

$$[10] \qquad \iiint (\mathbf{E}'_i \times \mathbf{u}'' - \mathbf{E}''_i \times \mathbf{u}')\, dv = \iint (\mathbf{E}' \wedge \mathbf{H}'' - \mathbf{E}'' \wedge \mathbf{H}')_n\, dS ,$$

dove l'integrale doppio si intende esteso alla superficie che contorna la regione della integrazione di volume.

Estendendo l'integrazione a tutto lo spazio e ammesso che $\varepsilon - \varepsilon_0$, $\mu - \mu_0$, γ ed $\mathbf{E}_i$ abbiano distribuzione finita, si trova che l'integrale superficiale diviene nullo. Il teorema di reciprocità resta così dimostrato. Non riportiamo questa seconda parte, alquanto laboriosa, della dimostrazione, accontentandoci di osservare che, a grande distanza dalle sorgenti del campo, $\mathbf{E}$ ed $\mathbf{H}$ divengono, nello spazio vuoto, normali e di uguale fase, e che il loro rapporto diviene pari a $\varrho_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$. In tali condizioni l'integrale superficiale della [10] deve manifestamente tendere a zero.

Fin qui la dimostrazione di Ballantine. È ora interessante osservare che, benchè l'autore di essa abbia posto in rilievo la condizione che ε, μ, γ siano scalari, questa restrizione non è, in realtà, essenziale, bastando che ε, μ, γ siano omografie (6) a matrice simmetrica, cioè dilatazioni. (Occorre inoltre che $\gamma' = \gamma + j\omega\varepsilon$ sia dotata di inversa; condizione, questa, sempre verificata).

Si noti, a tal fine, che, affinchè il passaggio dalla [6] alla [9] e quello dalla [9] alla [10] risultino leciti, occorre che siano effettivamente eguali

(6) Allorchè un vettore $\mathbf{m}$ è tale che le sue componenti rispetto a una terna di assi sono funzioni lineari e omogenee delle componenti di un altro vettore $\mathbf{n}$ si dice che il vettore $\mathbf{m}$ è deducibile dal vettore $\mathbf{n}$ mediante una omografia e si scrive: $\mathbf{m} = \sigma\mathbf{n}$ dove l'omografia σ rappresenta un operatore lineare che trasforma $\mathbf{m}$ in $\mathbf{n}$.

I coefficienti della terna di equazioni che esprimono il valore delle componenti di $\mathbf{m}$ in funzione di quello delle componenti di $\mathbf{n}$ formano, convenientemente ordinati, una matrice atta a rappresentare l'omografia in tutte le sue proprietà. Omografie tipiche sono l'omotetia, in cui solo i termini della diagonale principale sono diversi da zero e sono tutti eguali tra loro; la dilatazione, omografia simmetrica, la cui matrice gode delle proprietà $a_{rs} = a_{sr}$; l'omografia assiale, caratterizzata dalla condizione $a_{rs} = -a_{sr}$.

le quantità che nelle formule [6] e [9] sono state poste in evidenza nei due ultimi termini di ciascuna.

Ma queste quantità sono eguali non soltanto nel caso che γ' nella [6] e μ nella [9] siano scalari, vale a dire che siano operatori vettoriali omotetici, rappresentabili con matrici del tipo:

[11] $$\sigma = \begin{vmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & a \end{vmatrix},$$

ma anche nel caso più generale che γ' e μ rappresentino delle trasformazioni lineari a matrice simmetrica ($a_{rs} = a_{sr}$) del tipo:

[12] $$\sigma = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{12} & a_{22} & a_{23} \\ a_{13} & a_{23} & a_{33} \end{vmatrix}$$

che comprendono come caso particolare il tipo:

[13] $$\sigma = \begin{vmatrix} a_{11} & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} \end{vmatrix}.$$

Condizione necessaria e sufficiente perchè una omografia σ sia una dilatazione è infatti che, dati due vettori qualsiasi **m** ed **n**, si abbia:

[14] $$\mathbf{m} \times \sigma\,\mathbf{n} = \mathbf{n} \times \sigma\,\mathbf{m}.$$

Se γ' e μ godono di tale proprietà, le quantità già menzionate nelle formule [6] e [9] risultano d'altra parte uguali a zero. Resta quindi dimostrato che il teorema vale alla sola condizione che γ' e μ siano dilatazioni, il che, essendo $\gamma' = \gamma + j\omega\varepsilon$, comporta che lo siano anche γ, ε e le loro combinazioni lineari, tra le quali $\varepsilon' = \varepsilon - \dfrac{j\gamma}{\omega}$.

Questa estensione ha notevole interesse, perchè permette di applicare il teorema anche ai mezzi anisotropi, e particolarmente a quelli birifrangenti (per i quali ε è del tipo [13]) ed otticamente attivi (tipo [12]). Restano esclusi i mezzi magneticamente attivi; le omografie vettoriali che rappresentano le loro proprietà elettriche non sono infatti dilatazioni pure, ma omografie di carattere generale, le quali possono, come è noto, essere scomposte (in un solo modo) nella somma di una dilatazione e di una omografia assiale. Una omografia σ si dice assiale quando, dati due qualsiasi vettori **m** ed **n** si ha sempre:

[15] $$\mathbf{m} \times \sigma\,\mathbf{n} = -\,\mathbf{n} \times \sigma\,\mathbf{m}.$$

È quindi evidente che una omografia che abbia una parte assiale non può soddisfare alle già menzionate condizioni, le quali esigono che sia soddisfatta la [14]. La matrice che rappresenta una omografia assiale non è simmetrica, ma emisimmetrica ($a_{rs} = -a_{sr}$); condizione necessaria e sufficiente perchè la [15] sia soddisfatta è infatti:

$$[16] \qquad \sigma = \begin{vmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} \\ -a_{12} & 0 & a_{23} \\ -a_{13} & -a_{23} & 0 \end{vmatrix} .$$

Il teorema di Ballantine comprende, come caso particolare, in assenza di cariche impresse, il teorema di Carson. Quest'ultimo può anche essere espresso in forma duale, quando si consideri di avere a che fare, anzichè con f. e. m. impresse, con correnti impresse, dovute al movimento di elettricità. In tal caso, scritta la prima equazione di Maxwell nella forma:

$$[17] \qquad \text{rot}\,\mathbf{H} = \gamma\mathbf{E} + \mathbf{u}_i ,$$

si può ottenere, con procedimento analogo a quello già descritto, la relazione:

$$[18] \qquad \iiint_\infty (\mathbf{E}'' \times \mathbf{u}'_i - \mathbf{E}' \times \mathbf{u}''_i)\, dv = 0$$

la quale stabilisce reciprocità tra la corrente impressa e l'intensità del campo. La [18] si presenta in forma molto utile per talune applicazioni radio (7) nelle quali può essere conveniente considerare come sorgenti del campo dipoli eccitati, o anche, scalarmente, ragionare in termini di corrente di antenna e di campo ricevuto anzichè di tensione di trasmissione e di corrente di ricezione.

In ogni caso, occorre avere cura, nell'applicare il teorema di reciprocità, di non estenderne indebitamente la portata. Si deve ricordare che il teorema di reciprocità stabilisce soltanto l'eguaglianza, istante per istante, delle potenze indirette. Soltanto nel caso che il collegamento sia riducibile a un trasduttore a due coppie di morsetti, vale a dire che si abbia a che fare con tensioni e correnti scalari, impresse o indotte tra due coppie di morsetti 1 e 2, consegue quindi dal teorema la semplice relazione $V'_1 I''_1 = V''_2 I'_2$, dalla quale, posta una delle due condizioni $V'_1 = V''_2$ oppure $I''_1 = I'_2$ (sia in ampiezza, sia in fase) anche l'altra risulta verificata (in ampiezza e in fase). In realtà, è sempre questo il caso che si riscontra nella radiotecnica; è tuttavia importante tener presente, per le questioni di concetto, sia radiotecniche sia ottiche, che, nel caso che si ragioni su vettori, l'eguaglianza dei vettori impressi, supposti applicati a due soli punti, non comporta l'eguaglianza dei vet-

(7) G. LATMIRAL: Radiazione superficiale da antenne orizzontali e misura delle costanti elettriche dei terreni - A. F., 1938, VII, p. 500.

tori indotti, ma soltanto l'eguaglianza delle loro componenti nella direzione dei vettori impressi. Dalla condizione $\mathbf{E}'' \times \mathbf{u}'_i = \mathbf{E}' \times \mathbf{u}''_i$, consegue ad esempio la condizione:

$$[19] \qquad E'' \, u'_i \cos \alpha = E' \, u''_i \cos \beta$$

(dove α e β sono gli angoli che formano tra loro le coppie di vettori $\mathbf{E}''$, $\mathbf{u}'_i$ ed $\mathbf{E}'$, $\mathbf{u}''_i$) la quale, posto $u'_i = u''_i$, diviene:

$$[20] \qquad E'' \cos \alpha = E' \cos \beta$$

(in ampiezza e fase) ma non $E'' = E'$ e ancor meno $\mathbf{E}'' = \mathbf{E}'$.

Altro errore nel quale si può incorrere è quello di confondere la reciprocità con il seguente criterio. « Se l'omografia σ_{12} trasforma un vettore $h\mathbf{x}$, applicato nel punto 1, in un vettore $k\mathbf{y}$, applicato nel punto 2, ($\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$ indicano vettori unitari e i punti 1 e 2 possono anche coincidere) vale a dire, se $\sigma_{12} \, h\mathbf{x} = k\mathbf{y}$, e se $\sigma_{12} = \sigma_{21} = \sigma$, deve verificarsi anche la relazione $\sigma h\mathbf{y} = k\mathbf{x}$ ».

È invece relativamente agevole dimostrare (non riportiamo, per brevità, i passaggi) che condizione necessaria e sufficiente affinchè questo criterio si verifichi è che σ sia una dilatazione e che risulti inoltre: $\sigma \cdot \sigma = \sigma^2 = \left(\frac{k}{h}\right)^2$. Il quadrato di σ (che si ottiene facendo il prodotto di due matrici eguali a σ, righe per colonne) deve quindi essere una omotetia. Salvo rari casi particolari, queste condizioni risultano verificate quando $\sigma = \frac{k}{h}$; il che dimostra che il criterio sopra menzionato è enormemente più restrittivo della reciprocità, e che vale praticamente soltanto quando i vettori impressi ed indotti risultano tra loro paralleli; caso del tutto particolare.

Infine, un'altra circostanza deve essere sempre tenuta presente: che il teorema di reciprocità pone relazioni aprioristiche tra i risultati sperimentali delle prove che si possono fare invertendo tra di loro le funzioni di due coppie di morsetti; ma che questo criterio sperimentale nulla permette di stabilire, salvo ulteriori ipotesi o precisazioni, circa la natura ed il funzionamento interno del trasduttore che a quei morsetti fa capo. Così, disponendo in vario modo un'antenna in ricezione, e se generatore e carico hanno eguale impedenza interna (nella formulazione del teorema ambedue le impedenze sono supposte nulle), si può ben dire che la posizione più efficiente dal punto di vista della ricezione deve esserlo anche dal punto di vista della trasmissione; ma alla condizione che ci si riferisca mentalmente sempre ad una medesima seconda antenna corrispondente, cui una volta sarà affidato l'incarico di trasmettere, un'altra volta quello di ricevere. Soltanto se si immagina che questa seconda antenna sia molto lontana, per modo che le superficie d'onda, nell'intorno in cui si opera, non dipendano più praticamente dalla forma

di essa ma siano piane o legate in modo semplice e noto alle caratteristiche locali (quali, ad esempio quelle di un terreno piano in prossimità del quale il fronte dell'onda si incurvi in modo teoricamente o praticamente determinabile), si può poi stabilire, con varie e nuove ipotesi restrittive, quel criterio, teoricamente utilissimo, che permette di fare ragionamenti di tipo reciproco tra superficie d'onda ed antenne. Questo criterio è pertanto più restrittivo della reciprocità e si fonda almeno su una parziale conoscenza « interna » del trasduttore.

Da ipotesi ancora di gran lunga più restrittive (reciprocità, onde piane, indipendenza delle costanti distribuite dalle f. e. m. applicate) deriva la possibilità di affermare che la distribuzione della corrente e l'altezza efficace di un'antenna sono eguali in trasmissione e in ricezione. Quanto alla resistenza di radiazione, essa è eguale nei due casi soltanto se oltre alle precedenti ipotesi si verifica anche quella che l'antenna non sia caricata da alcuna impedenza; diversamente, la resistenza di radiazione è alquanto maggiore in ricezione ([8]).

4. - Applicazione del teorema di reciprocità al caso di collegamenti ionosferici.

Esaminiamo ora, nei riguardi della reciprocità, il comportamento della ionosfera, in presenza del campo magnetico terrestre. Nella appendice I viene ricordato che in queste condizioni l'operatore $(\varepsilon' - \varepsilon_0)^{-1}$, che trasforma il vettore polarizzazione elettrica **P** in **E**, può essere rappresentato con la matrice [73]:

$$[21] \qquad \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{P}} = (\varepsilon' - \varepsilon_0)^{-1} = \begin{vmatrix} \alpha + j\beta & j\lambda_z & 0 \\ -j\lambda_z & \alpha + j\beta & j\lambda_x \\ 0 & -j\lambda_x & \alpha + j\beta \end{vmatrix} .$$

L'omografia inversa, che trasforma **E** in **P**, ha allora per matrice:

$$[22] \quad (\varepsilon' - \varepsilon_0) = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} (\alpha + j\beta)^2 - \lambda_x^2 & j\lambda_z(\alpha + j\beta) & -\lambda_z\lambda_x \\ -j\lambda_z(\alpha + j\beta) & (\alpha + j\beta)^2 & j\lambda_x(\alpha + j\beta) \\ -\lambda_z\lambda_x & -j\lambda_x(\alpha + j\beta) & (\alpha + j\beta)^2 + \lambda_z^2 \end{vmatrix}$$

dove Δ indica il determinante della matrice [21] e α, β, λ_x e λ_z hanno i significati precisati nella [72] dell'appendice I.

Il semplice esame di questa omografia mostra che essa può essere scomposta, con le note regole, nella somma della dilatazione:

([8]) R. M. Wilmotte: Generalised theory of antennae - E. W. a. W. E., 1928, V, p. 119.

$$[23] \qquad \left| \begin{matrix} (\alpha + j\beta)^2 + \gamma_r^2 & 0 & -\lambda_z \lambda_x \\ 0 & (\alpha + j\beta)^2 & 0 \\ -\lambda_z \lambda_x & 0 & (\alpha + j\beta)^2 + \lambda_z^2 \end{matrix} \right|$$

e della omografia assiale:

$$[24] \qquad \left| \begin{matrix} 0 & j\lambda_z (\alpha + j\beta) & 0 \\ -j\lambda_z (\alpha + j\beta) & 0 & j\lambda_x (\alpha + j\beta) \\ 0 & -j\lambda_x (\alpha + j\beta) & 0 \end{matrix} \right| .$$

Causa la presenza della omografia assiale, per la quale $\mathbf{m} \times \sigma\,\mathbf{n} = -\,\mathbf{n} \times \sigma\,\mathbf{m}$, la reciprocità non può quindi, a rigore, valere nel caso in esame. Procedendo nell'esame della questione, troveremo tuttavia che la validità pratica non risulta, per le onde corte, infirmata.

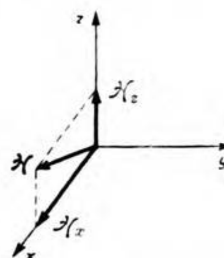


Fig. 1. — Orientamento della terna d'assi (destrorsa) rispetto alla direzione di propagazione (lungo l'asse x) e al campo magnetico terrestre.

Il procedimento per trovare quali siano le caratteristiche di un'onda piana, propagantesi nel mezzo ionizzato, è concettualmente semplice e consiste delle operazioni seguenti ([9]). Anzitutto si scrivono in forma cartesiana le equazioni di Maxwell relative alla direzione di propagazione considerata, che si fa coincidere con l'asse x della terna, il piano xz risultando definito dalla direzione di propagazione e da quella del campo magnetico terrestre, di componenti $\mathcal{H}_x$ e $\mathcal{H}_z$ (longitudinale e traversale) (fig. 1).

Dovendo poi, per l'ipotesi di propagazione lungo l'asse delle x, essere $\frac{\delta}{\delta y} = \frac{\delta}{\delta z} = 0$, le due equazioni che si ottengono, proiettando sull'asse x i vettori che figurano nelle equazioni di Maxwell, che conviene scrivere nella forma:

$$[25] \qquad \begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= j\omega\varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{u} \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\,j\omega\mu H \end{aligned}$$

(dove $\mathbf{u}$ è la corrente di conduzione), forniscono subito le condizioni:

$$[26] \qquad H_x = 0, \quad j\omega\varepsilon_0 E_x + u_x = j\omega\varepsilon_0 E_x + j\omega P_x = 0$$

([9]) E. V. APPLETON: Wireless studies of the ionosphere - J. I. E. E., 1932, LXXI, p. 642.

da cui:

[27] $$\varepsilon_0 E_x + P_x = 0\,.$$

Dalle rimanenti 4 equazioni, ricavando le corrispondenti equazioni d'onda, si ottengono facilmente le relazioni (posto $n^2 = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0}$):

$$\varepsilon_0\,(n^2 - 1)\,E_y = P_y$$

$$\varepsilon_0\,(n^2 - 1)\,E_z = P_z$$

[28] $$(n^2 - 1)\,H_z = \frac{n}{\sqrt{\varepsilon_0\,\mu}}\,P_y$$

$$(n^2 - 1)\,H_y = -\frac{n}{\sqrt{\varepsilon_0\,\mu}}\,P_z$$

dalle quali si deduce:

[29] $$\frac{E_y}{E_z} = \frac{P_y}{P_z}\,; \qquad \frac{H_y}{H_z} = -\frac{E_z}{E_y}\,.$$

A questo punto conviene riprendere le [9], riassuntivamente presentate nella [21], e sostituire in esse alle componenti di **E**, che figurano a primo membro, le corrispondenti componenti di **P** divise per $\varepsilon' - \varepsilon_0$, vale a dire per $\varepsilon_0\,(n^2 - 1)$, indicando con n^2, come già nelle [28], il quadrato dell'indice di rifrazione relativo alla propagazione nella direzione (d'altronde generica) considerata ([10]).

Con la risoluzione del sistema di 3 equazioni che ne risulta, si ottengono in definitiva le condizioni seguenti:

[30] $$\frac{E_x}{E_y} = \frac{-\varepsilon_0\,(n^2 - 1)\,j\,\lambda_z}{1 + \varepsilon_0\,(\alpha + j\,\beta)}\,,$$

[31] $$\frac{E_z}{E_y} = -\frac{H_y}{H_z} = \frac{-j\,\lambda_x}{\frac{1}{\varepsilon_0\,(n^2 - 1)} - (\alpha + j\,\beta)}\,,$$

[32] $$n^2 = 1 + \frac{2\,j\,\varepsilon_0}{2\,(\alpha + j\beta) - \frac{\lambda_z^2\,\varepsilon_0}{1 + \varepsilon_0\,(\alpha + j\beta)} \pm \sqrt{\left|\frac{\lambda_z^2\,\varepsilon_0}{1 + \varepsilon_0\,(\alpha + j\beta)}\right|^2 + 4\,\lambda_x^2}}\,.$$

Riassumendo, si può dire che il procedimento di calcolo sostanzialmente consiste nello scrivere le 6 equazioni cartesiane di Maxwell e nell'imporre poi, ad esse, condizioni che equivalgono a stabilire che $\varepsilon' - \varepsilon_0$ sia dato dalla [21]. Le incognite del problema sono però 7, e

([10]) Se con k si indica la costante di propagazione $j\omega\sqrt{\varepsilon'\mu}$ che figura nella equazione dell'onda $\Delta \mathbf{A} - k^2 A = 0$, la relazione che esiste tra k ed n è $\sqrt{\varepsilon_0}\,n = \frac{k}{j\omega\sqrt{\mu}}$; quindi $n^2 = \frac{k^2}{-\omega^2\varepsilon_0\mu}$.

cioè 6 componenti E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z più la costante di propagazione k (o l'indice di rifrazione $n = \dfrac{k}{j\omega\sqrt{\varepsilon_0\mu}}$) dell'onda piana. Si verifica in definitiva, come logicamente era da attendersi, che data l'assenza di condizioni ai limiti, delle E e delle H si possono determinare i rapporti, e soltanto di n si può conoscere il valore.

È interessante osservare che $H_x = 0$ mentre E_x risulta, specie alle frequenze elevate, molto piccolo rispetto a E_y ed E_z, ma diverso da zero. Vi sono quindi due sole componenti di **H** e tre di **E**.

Quanto all'indice di rifrazione, esso ha due valori; vi sono quindi due onde. Quella che corrisponde al segno + dinanzi al radicale della [32] è la meno influenzata dal campo magnetico terrestre, e si chiama « ordinaria »; l'altra, « straordinaria ».

Le due onde sono caratterizzate da costanti di fase e di attenuazione diverse. Quale delle due onde abbia maggiore velocità di fase, o sia più attenuata (nella gamma delle onde corte è normalmente più attenuata l'onda straordinaria), e quale sia il senso (destrorso o sinistrorso) della polarizzazione, in generale ellittica, può dedursi sostituendo la [32] nelle [30] e [31] e ponendo in luogo di $\mathcal{H}_x$ e di $\mathcal{H}_z$ i valori inerenti al caso in esame.

Esaminando la [31], nella quale sia stata sostituita la [32], si constata ad esempio che, per $\lambda_x \to 0$ (propagazione lungo la direzione del campo magnetico terrestre), la E_z diviene nulla per il raggio straordinario e la E_y nulla per il raggio ordinario; si ha cioè semplicemente, nei piani normali alla propagazione, un fenomeno di doppia rifrazione rettilinea. Il raggio la cui polarizzazione elettrica è parallela al campo magnetico (diretto, in questo caso, secondo l'asse z) è il raggio ordinario e si propaga quasi che il campo magnetico non esistesse.

Nel caso più generale che sia $\lambda_x \neq 0$ (e che comprende il caso particolare $\lambda_z = 0$) si verifica invece che sia il raggio ordinario, sia lo straordinario, sono polarizzati ellitticamente, uno in senso inverso all'altro. Se λ_x è positivo (propagazione nel senso positivo del campo magnetico terrestre, il quale in Italia ha inclinazione positiva, cioè con polo nord verso il basso, di circa 60°) si trova che il raggio ordinario ha polarizzazione elettrica negativa (oraria o destrorsa); l'inverso accade nel caso opposto. Le due ellissi di polarizzazione hanno poi sempre gli assi maggiori tra loro normali.

Anche nei piani xy ed xz la polarizzazione dei due raggi è ellittica (generalmente equiversa nel piano xy e controversa nel piano xz); si tratta però di ellissi il cui semiasse diretto secondo l'asse x è per solito assai minore dell'altro.

Evidentemente, il caso che lungo tutto il percorso dei raggi l'indice di rifrazione resti costante è da considerarsi eccezionale; dovrebbero infatti essere ovunque costanti sia la densità degli ioni, sia le componenti di $\mathcal{H}$. A meno quindi che la propagazione avvenga dall'alto in

basso o viceversa, in direzione presumibilmente normale a quella delle superficie di eguale densità della ionosfera, i raggi ordinario e straordinario percorreranno cammini distinti e si combineranno nuovamente all'arrivo. Può darsi anche che uno dei due raggi abbia indice di rifrazione maggiore di 1, cioè velocità di fase minore che nel vuoto; in tal caso esso si allontana definitivamente dalla terra; in tale situazione possono trovarsi, per onde aventi lunghezze comprese in un largo intorno, oppure notevolmente maggiori di 214 m, rispettivamente il raggio straordinario o l'ordinario, a seconda che la propagazione avvenga in direzione

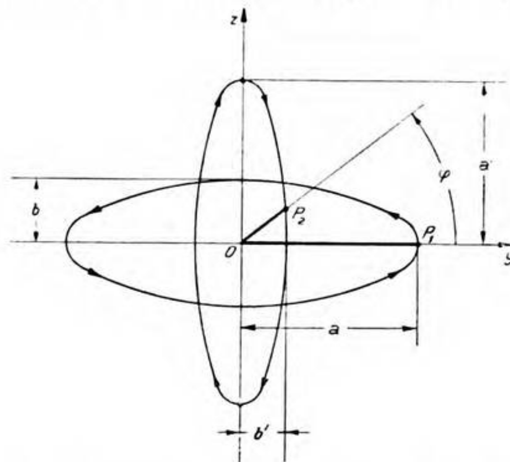


Fig. 2. — Composizione di moti ellittici di senso inverso.

prevalentemente normale od assiale rispetto al campo magnetico terrestre ([11]).

Quanto al problema dello studio della polarizzazione risultante, esso può in generale essere risolto in via puramente analitica, esaminando il moto derivante dalla composizione di due moti di senso inverso (od eguale) percorrenti ellissi di eguale centro e con assi normali. Riportiamo soltanto i risultati finali dei calcoli che a tale fine abbiamo svolti. Essi mostrano che (fig. 2) la composizione dei due moti:

[33] $$P_1 = a \cos \omega t + jb \operatorname{sen} \omega t \,,$$

[34] $$P_2 = b' \cos (\omega t + \varphi) - ja' \operatorname{sen} (\omega t + \varphi) \,,$$

([11]) Nell'appendice II sono riportate e discusse le forme che le formule [30], [31] e [32] assumono in alcuni casi semplici; dette espressioni semplificate sono particolarmente interessanti per l'evidenza che in esse può essere data alla frequenza angolare critica $\omega_0 = \dfrac{e\mu\mathcal{H}}{m}$.

(P_1 antiorario; P_2 orario, od antiorario anch'esso se a' è intrinsecamente negativo) dà origine, eliminando t tra le [33] e [34], ad una ellisse di equazione:

[35]
$$(b^2 - 2a'b \cos\varphi + a'^2)\, y^2 + \\ + (a^2 + 2ab' \cos\varphi + b'^2)\, z^2 + 2\,(aa' + bb')\, yz \operatorname{sen}\varphi = A^2 ,$$

dove:

[36]
$$A = ab + (bb' - aa') \cos\varphi - a'b' .$$

Le equazioni parametriche di questa ellisse, deducibili direttamente dalle [33] e [34], permettono di stabilire che, a seconda che:

[37]
$$ab + (bb' - aa') \cos\varphi - a'b' \gtrless 0$$

l'ellisse risulta percorsa in senso antiorario od orario.

L'ellisse risultante può degenerare in una retta in taluni casi semplici, come è quello che le ellissi componenti siano cerchi di eguale raggio. In generale la giacitura dell'asse maggiore della ellisse è funzione di φ, vale a dire della differenza di fase tra i due raggi, e varia pertanto con essa.

Se i due raggi percorrono cammini identici, data la loro diversa velocità di fase, si deve pertanto avere una rotazione continua nello spazio dell'asse maggiore dell'ellisse risultante; rotazione che, relativamente alla lunghezza d'onda e nel campo delle onde aventi $\lambda \ll 214$ m, è meno rapida per le onde più corte (vedasi l'appendice II). In ogni singolo punto del percorso comune dei due raggi, le ellissi di polarizzazione componenti e risultanti, sia del campo magnetico sia di quello elettrico, devono però avere giacitura costante ([12]).

Se i cammini dei due raggi sono, come in generale avviene, tanto più marcatamente distinti quanto più l'onda è lunga (per effetto delle anisotropie o discontinuità del mezzo, e delle condizioni iniziali di polarizzazione, prima dello « sdoppiamento »), si trova, alla ricezione, ricomposizione di raggi in partenza diversi. Sia alla ricezione, sia lungo il percorso dei singoli raggi, la giacitura delle ellissi deve essere però parimenti stabile.

Le variazioni che in pratica si riscontrano nella posizione e grandezza degli assi delle ellissi sono pertanto da attribuirsi unicamente a variazioni di densità e di altezza della ionosfera.

Abbiamo sin qui esaminato le formule [30], [31] e [32] dal punto di vista generale; passiamo ora a discutere il loro significato dal particolare punto di vista della reciprocità.

([12]) Nel caso che l'ellisse risultante degeneri in una retta, ragionando sul campo magnetico, si intuisce con speciale evidenza il motivo per il quale $E_x \neq 0$. Un'antenna disposta nel senso della propagazione risulta infatti tagliata dal campo magnetico polarizzato rettilinearmente, che ruota nel procedere.

Immaginiamo che il mezzo sia isotropo e consideriamo quel che accade invertendo il senso di una data direzione di propagazione. Basta a tal fine far ruotare la terna di riferimento, rappresentata nella figura 1, di 180° intorno all'asse z; la quale operazione ha per effetto di invertire il segno di $\mathcal{H}_x$ (e di λ_x) lasciando inalterato quello di $\mathcal{H}_z$ (e di λ_z). Ma nella [32] la λ_x figura soltanto al quadrato; pertanto l'indice di rifrazione ha lo stesso valore nei due opposti sensi di una medesima direzione. Vale a dire: la velocità di propagazione e l'attenuazione sono eguali nei due sensi.

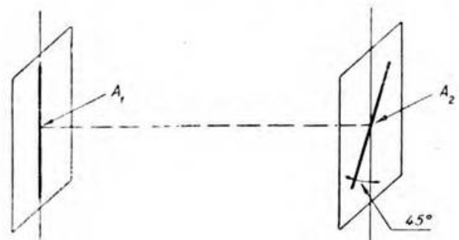


Fig. 3. — Assenza di reciprocità nei mezzi magneticamente attivi.

La [32] è pertanto conforme alla reciprocità; ma non altrettanto può dirsi per le [31] e [30]. L'esame di queste formule mostra infatti che il senso di rotazione delle ellissi di polarizzazione componenti, e quindi anche di quelle risultanti, si inverte nel piano yz, normale alla propagazione, e generalmente si conserva nel piano tangente xy. Accade cioè tutto il contrario di quel che dovrebbe accadere affinchè le polarizzazioni di due raggi percorrenti cammini eguali, ma inversi, fossero punto per punto eguali, così come la reciprocità richiederebbe. Consideriamo ad esempio il piano yz ed osserviamo, con riferimento alla formula [31], che il senso di rotazione delle ellissi componenti, e quindi anche dell'ellisse risultante, si inverte con λ_x, cioè con $\mathcal{H}_x$, che è quanto dire con il senso della propagazione, se $\mathcal{H}$ è fisso. Ne consegue la proprietà, nota dall'ottica, secondo la quale il potere rotatorio magnetico, a differenza da quello ottico o naturale, provoca rotazioni che si invertono con il senso di propagazione. Si ha cioè una simmetria simile a quella di un cilindro rotante intorno al suo asse, anzichè a quella di un'elica. Si comprende pertanto il motivo per il quale non può aversi, a rigore, reciprocità in questo caso. Date ad esempio due antenne A_1 e A_2, una verticale e una inclinata di 45° (fig. 3), situate in due piani paralleli, e ammesso che da A_1 ad A_2 si abbia rotazione antioraria di 45°, A_2 riceverà con intensità massima; invece, trasmettendo da A_2 (rotazione oraria), con A_1 non sarà possibile ricevere.

Analoghe considerazioni valgono per il piano xy.

Se il mezzo fosse isotropo (in assenza del campo magnetico) conseguirebbe dalla non reciprocità dei versi di rotazione soltanto una diversa giacitura delle ellissi risultanti ricevute; ma, disponendo di diverse antenne per trasmettere e per ricevere, ed orientando opportunamente queste ultime, il collegamento dovrebbe risultare invertibile. Ed anche usando a turno la stessa antenna per trasmettere e per ricevere si do-

vrebbe avere, mediamente nel tempo, reciprocità pratica, a causa delle continue variazioni di lunghezza di percorso e di densità che si verificano, nel tempo, nel tragitto ionosferico.

Ma la ionosfera è di per sè un mezzo non isotropo nè continuo e inoltre la giacitura e forma delle antenne trasmittenti, situate fuori della ionosfera, impongono condizioni iniziali diverse. D'altra parte, anche se le antenne trasmittenti sono identiche, si intuisce, riflettendo sul fenomeno delle opposte rotazioni risultanti nel piano yz che è la causa prima dell'assenza di reciprocità (il fenomeno della doppia rifrangenza rettilinea non esclude infatti di per sè la reciprocità), che, dovendo le varie discontinuità del mezzo essere affrontate nei due sensi in diverse condizioni di polarizzazione, e quindi anche, se la polarizzazione è marcatamente ellittica, di ampiezza, non può in generale aversi nei due sensi nè invertibilità di cammino nè eguale attenuazione.

Tale non invertibilità di comportamento deve risultare tanto più grave quanto più è grande l'eccentricità delle ellissi di polarizzazione (vale a dire: quanto maggiori sono le perdite) e quanto più differiscono tra loro gli indici di rifrazione dei raggi ordinario e straordinario, i cui effetti tenderebbero altrimenti a compensarsi, in virtù delle loro opposte rotazioni nel piano yz. È quindi palese che, poichè con il diminuire della frequenza crescono, nel campo delle onde corte, le perdite e la differenza tra le parti sia reali sia immaginarie degli indici, l'assenza di reciprocità deve, con il diminuire della frequenza, divenire più evidente.

Allorchè la frequenza angolare diviene prossima, o inferiore, ad $\omega_0 = \frac{e \mu \mathcal{H}}{m}$, uno dei due raggi, straordinario od ordinario (e generalmente il meno attenuato dei due), può addirittura assumere velocità di fase minore che nel vuoto e subire quindi nella ionosfera, in condizioni dipendenti dall'orientamento del campo magnetico e dalla densità di ionizzazione, un incurvamento verso l'alto che lo obblighi ad abbandonare definitivamente l'atmosfera terrestre (alcuni casi particolari sono trattati nell'appendice II). Evidentemente, questa scomparsa può anche avvenire unilateralmente, dando luogo ad assenza di reciprocità di particolare ed immediato rilievo.

Per onde corte, invece, quali solitamente si usano nei collegamenti ionosferici a grandi distanze, le perdite risultano modeste e la differenza tra gli indici risulta piccola, tanto che nei sondaggi ionosferici eseguiti con il metodo degli impulsi, gli effetti dei due raggi non sono scindibili. Ne consegue che la polarizzazione è quasi circolare e che il percorso occorrente per una completa rotazione della polarizzazione risultante diviene piccolo rispetto alla lunghezza d'onda (appendice II).

Si intuisce poi che, nell'intervallo compreso tra due discontinuità situate ad una data distanza geometrica, la propagazione deve tendere ad assumere modalità tanto più simili a quelle descritte dalla formula reciproca [32], quanto più corta è l'onda. E poichè inoltre il valore

assoluto del percorso occorrente per una rotazione completa dell'ellisse risultante cresce con la frequenza (appendice II), le continue variazioni di densità e di altezza degli strati ionizzati devono certamente determinare, nel campo delle onde corte, un avvicendamento delle condizioni di polarizzazione e di propagazione molto più efficace, agli effetti del conseguimento di una quasi perfetta reciprocità media, di quanto possa avvenire nel campo delle onde di maggiore lunghezza.

In definitiva, nella gamma delle onde corte, deve aversi reciprocità media pratica anche nei collegamenti ionosferici, alla sola condizione che ε, μ, γ siano omografie, vale a dire operatori lineari tra vettori e vettori ([13]).

A riprova di quanto sopra, possiamo affermare che in una serie di collegamenti, effettuati tra Roma ed Asmara e tra Roma ed Addis Abeba, su onde comprese tra 23 000 e 13 000 kHz, a varie ore del giorno e della notte, la condizione di reciprocità, almeno per quanto praticamente fu possibile constatare, non venne mai a mancare. Talune di queste prove furono effettuate, per maggiore attendibilità, trasmettendo e ricevendo con trasmettitori e con ricevitori tra loro identici.

Eliminati i dubbi che potevano sussistere circa la generale pratica validità del teorema di reciprocità, sembra pertanto lecito affermare che, a tutti gli effetti pratici, la normale teoria dei trasduttori può essere applicata anche a trasduttori comprendenti radiocollegamenti sia terrestri sia ionosferici, alla sola condizione che ε, μ, γ siano ovunque omografie e che, nel caso dei collegamenti ionosferici, si operi con onde di lunghezza molto minore di 214 m.

5. - Il concetto di trasduttore generalizzato nello studio di radiocollegamenti.

L'estensione della teoria sperimentale dei trasduttori, e di quella da essa derivante dei circuiti equivalenti, allo studio dei radiocollegamenti, rende possibili molti ragionamenti di notevole generalità e speditezza.

Un trasduttore a due coppie di morsetti può essere definito, com'è noto, in molteplici modi; in ogni caso, tre è sempre il numero minimo dei parametri che, ammessa la reciprocità, bastano a caratterizzarne il comportamento esterno.

Le relazioni che permettono di passare dall'una all'altra di queste

([13]) Non ci risulta che questi ragionamenti, sia pure ovvi, siano stati finora esposti per iscritto. Terman (Radio Engineering - McGraw-Hill, New York, 1938) afferma bensì che la reciprocità deve mediamente verificarsi anche nei collegamenti ionosferici, ma non dà alcuna giustificazione di questo asserto e non fa alcuna distinzione in base alla lunghezza d'onda. Quanto all'affermazione, contenuta nello stesso testo, che la reciprocità significhi eguaglianza degli angoli di arrivo e di partenza di un'onda, essa ci sembra, almeno in generale, non esatta.

terne ([14]) divengono particolarmente semplici nel caso, proprio dei trasduttori comprendenti un collegamento radio, che la impedenza indiretta sia trascurabile rispetto alle autoimpedenze. Allora, ad esempio, si ha, indicando con Z_{11}, Z_{22}, Z_{12} le impedenze proprie e indirette; con T_1, T_3, T_2 e P_1, P_3, P_2 le impedenze del T e del Π equivalenti e con H_1, H_2, θ le impedenze e la costante immagini di propagazione:

[38] $$Z_{11} = T_1 = P_1 = H_1\,,$$

[39] $$Z_{22} = T_3 = P_3 = H_2\,,$$

[40] $$Z_{12} = \frac{T_1 T_3}{T_2} = P_2\,, \qquad e^{\theta} = 2\,\frac{\sqrt{T_1 T_3}}{T_2}\,.$$

Un altro tipo di problemi si presenta quando, invece di avere a disposizione una sola terna di parametri, si possieda la conoscenza analitica del trasduttore, vale a dire (nel caso dei circuiti a costanti concentrate) si conoscano il valore e la disposizione delle impedenze che lo compongono e si voglia, senza far ricorso ad accertamenti sperimentali, dedurne il valore di una terna di parametri sintetici, che definiscano il comportamento esterno del trasduttore stesso.

Questo problema può essere facilmente risolto facendo ricorso al metodo di Bode, che consiste nello scrivere ed ordinare le equazioni della rete in modo che i circuiti esterni siano contenuti nella prima e nella seconda maglia. In tale modo le eventuali impedenze esterne del trasduttore possono essere fatte figurare aggiungendole ai coefficienti a_{11} ed a_{12} che rappresentano le autoimpedenze delle maglie 1 e 2 del trasduttore stesso. Il comportamento del trasduttore di per sè stante, nel caso generale che esso sia alimentato con tensione da ambedue le coppie di morsetti, può essere espresso mediante la scrittura:

[41] $$\begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \\ 0 \\ \cdots \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ a_{31} & a_{32} & \cdots & a_{3n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \cdots \\ I_n \end{vmatrix}$$

([14]) Un completo formulario per quadripoli lineari passivi è riportato in A. F., 1937, VI, p. 333. Le principali proprietà dei quadripoli sono poi ricordate nell'appendice della memoria:

G. Cocci: Funzioni di trasmissione di quadripoli di pure reattanze inseriti tra due resistenze - A. F., 1938, VII, p. 804.

(si rammenti che il prodotto di due matrici deve essere fatto righe per colonne).

Se una sola coppia di morsetti è alimentata con un generatore di f. e. m. E_1, avente impedenza interna Z_i e all'altra coppia di morsetti è connesso un carico Z_u, si deve porre nella precedente scrittura $E_1 = V_1$, $V_2 = 0$ ed aggiungere Z_i ad a_{11} e Z_u ad a_{22}.

Risolvendo la [41] rispetto ad I_1 ed I_2, si ottiene immediatamente:

[42] $$I_1 = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} V_1 - \frac{\Delta_{21}}{\Delta} V_2$$
$$I_2 = -\frac{\Delta_{12}}{\Delta} V_1 + \frac{\Delta_{22}}{\Delta} V_2$$

da cui:

[43] $$V_1 = \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{11,\,22}} I_1 + \frac{\Delta_{21}}{\Delta_{11,\,22}} I_2$$
$$V_2 = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11,\,22}} I_1 + \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{11,\,22}} I_2 .$$

Nelle [42] e [43] il simbolo Δ rappresenta il determinante dei coefficienti, e i simboli Δ con indici al piede rappresentano i determinanti che da esso si ottengono eliminando le righe e le colonne contrassegnate dagli indici. Tra di loro esiste la relazione:

[44] $$\Delta\, \Delta_{11,\,22} = \Delta_{11}\, \Delta_{22} - \Delta_{12}\, \Delta_{21} ,$$

che permette di passare dalla [42] alla [43]; se la rete comprende soltanto due maglie, si ha evidentemente $\Delta_{11,\,22} = 1$.

Quanto alla reciprocità, essa risulta espressa dalla condizione $\Delta_{12} = \Delta_{21}$, la quale riduce a tre i parametri che definiscono il comportamento esterno del quadripolo.

L'esame della [43] mostra che i coefficienti che in essa compaiono equivalgono alle autoimpedenze ed alle impedenze indirette ottenibili mediante misure effettuate dall'esterno del trasduttore.

Si può quindi scrivere, in aggiunta alle [38], [39], [40]:

[45] $$Z_{11} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{11,\,22}} , \qquad Z_{22} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{11,\,22}} , \qquad Z_{12} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11,\,22}} ,$$

salvo porre $\Delta_{11,\,22} = 1$ quando si abbia a che fare con due sole maglie.

Con gli elementi che abbiamo a disposizione proponiamoci ora di rispondere esaurientemente al seguente quesito: « Consegue o no praticamente dalla reciprocità, che trasmettendo con pari tensione, corrente, o potenza, dall'una parte o dall'altra di un trasduttore generalizzato si debbano ricevere dalla parte opposta eguali tensioni, correnti o potenze? ».

Questa applicazione servirà anche a chiarire la circostanza, cui fin da principio accennammo, che talvolta sono giudicati contrari alla reciprocità risultati sperimentali che in realtà non lo sono.

Onde trattare il problema con carattere di generalità, prevedendo il caso che il trasduttore generalizzato possa essere formato da più trasduttori, ad esempio uno radio fiancheggiato da due normali, e che non sia stato provveduto a costruire il T, o il Π, complessivamente equivalente, useremo il metodo dei polinomi di Bode.

Si abbia un generatore di f. e. m. E, avente impedenza interna Z_i, e sia Z_u la impedenza del carico. Posto di alimentare il trasduttore dalla coppia di morsetti numero 1, si ha dalla [41]:

$$[46]\qquad \begin{vmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_{11}+Z_i & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22}+Z_u & \dots & a_{2n} \\ a_{31} & a_{32} & \dots & a_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \dots \\ I_n \end{vmatrix},$$

da cui:

$$[47]\qquad V_2 = Z_u I_2 = \frac{Z_u E \Delta_{12}}{\Delta + Z_i Z_u \Delta_{11,22} + Z_i \Delta_{11} + Z_u \Delta_{22}} .$$

Scambiando generatore e carico, risulta invece:

$$[48]\qquad V'_1 = Z_u I'_1 = \frac{Z_u E \Delta_{21}}{\Delta + Z_i Z_u \Delta_{11,22} + Z_u \Delta_{11} + Z_i \Delta_{22}} .$$

Indicando con δ il rapporto:

$$[49]\qquad \delta = \frac{V'_1}{V_2} = \frac{I'_1}{I_2} = \frac{\Delta + Z_i Z_u \Delta_{11,22} + Z_i \Delta_{11} + Z_u \Delta_{22}}{\Delta + Z_i Z_u \Delta_{11,22} + Z_u \Delta_{11} + Z_i \Delta_{22}} ,$$

si constata allora immediatamente che, affinchè scambiando generatore e ricevitore si riceva la medesima corrente o tensione, occorre che si verifichi la condizione $\delta = 1$, la quale, se $Z_i = Z_u$, non comporta alcuna condizione, oltre quella reciproca e sempre verificata $\Delta_{12} = \Delta_{21}$; se invece $Z_i \neq Z_u$, occorre che si abbia:

$$[50]\qquad \Delta_{11} = \Delta_{22} .$$

La [50], unitamente con la condizione di reciprocità, significa che non deve essere possibile, mediante misure esterne, distinguere una dall'altra le due coppie di morsetti del trasduttore; vale a dire, che esso

deve risultare esternamente simmetrico; o, se si preferisce, che riducendolo a un Π o ad un T equivalente, deve verificarsi la condizione $P_1 = P_3$, o l'altra $T_1 = T_3$.

Se si suppone di applicare al trasduttore una tensione costante, regolando, ad esempio, l'eccitazione del generatore fino a riportare la tensione

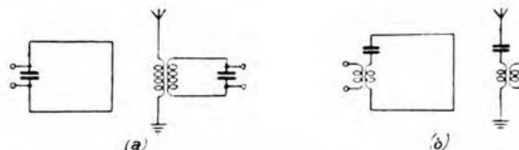


Fig. 4. — Trasduttore generalizzato con risonanza in derivazione, ad ambedue le coppie di morsetti: *a*) accordo in derivazione; *b*) accordo in serie.

applicata ai morsetti sempre ad un medesimo valore, ciò equivale a porre nella [49] $Z_i = 0$; si ha allora:

[51] $$\delta = \frac{\Delta + Z_u \Delta_{22}}{\Delta + Z_u \Delta_{11}} .$$

Per Z_u molto elevato:

[52] $$\delta = \frac{V'_1}{V_2} \simeq \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{11}} = \frac{Z_{11}}{Z_{22}} .$$

Normalmente, il notevole potere autoregolante degli oscillatori e degli amplificatori a radiofrequenza, con polarizzazione di griglia automatica, conferisce alla [51] un notevole campo di validità (anche senza operazioni di regolazione) quando i morsetti del trasduttore generalizzato presentano risonanza in derivazione. Questo caso può verificarsi per antenne chiuse od aperte (fig. 4); più frequentemente però soltanto per antenne chiuse, chè per le aperte uno scambio tra generatore e carico appare in queste condizioni poco probabile.

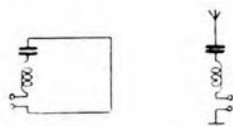


Fig. 5. — Trasduttore generalizzato con risonanza in serie, ad ambedue le coppie di morsetti.

Analogamente, se si provvede a mantenere costante la corrente di alimentazione, il che può avvenire, nel caso della risonanza in serie, per antenne chiuse od aperte (fig. 5), ma più frequentemente per le aperte, si trova, posto $Z_i = \infty$:

[53] $$\delta' = \frac{Z_u \Delta_{11,22} + \Delta_{11}}{Z_u \Delta_{11,22} + \Delta_{22}} ,$$

che, per Z_u molto piccolo, diviene:

[54] $$\delta' \simeq \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{22}} = \frac{1}{\delta} .$$

L'eventualità che si abbia risonanza in serie da un lato e in derivazione dall'altro non ha interesse pratico; in tal caso infatti lo scambio del generatore e del carico non sarebbe praticamente possibile.

Dalle precedenti considerazioni risulta manifestamente questa conseguenza: se gli aerei, e i circuiti con essi accoppiati, non sono identici dalle due parti, non può risultare, scambiando generatore e ricevitore, senza alcuna operazione correttiva, $\delta = 1$; cioè non si può avere, per così dire, reciprocità apparente. Il lato del trasduttore da cui si riceve maggior tensione o corrente può essere a priori determinato in base alla [49]. Basta a tal fine effettuare due misure di impedenza alle due coppie di morsetti (siano essi, o no, direttamente collegati all'antenna) e porre quindi nella [49]:

[55] $$Z_{11} = \Delta_{22};\quad Z_{22} = \Delta_{11};\quad \Delta_{11,22} = 1;\quad \Delta_{12} = \Delta_{21};\quad \Delta = Z_{11} Z_{22}.$$

In generale, tutte le Z che figurano nella [49] sono puramente resistive; chè normalmente la trasmissione e la ricezione, dall'una parte e dall'altra, sono effettuate in condizioni di accordo.

Questa circostanza facilita notevolmente la misura della impedenza del trasduttore e del carico, nonchè quella della Z_i equivalente. Quest'ultima può essere praticamente posta eguale all'impedenza del carico sul quale risulta erogabile la potenza massima. La E dovrà allora essere posta eguale al doppio della tensione oscillatoria misurabile ai capi del carico ottimo.

Se vale l'ipotesi di alimentazione costante, risulta lecito l'uso della [51] o della ancora più semplice [52]. In base alla [52], la determinazione del lato da cui si riceve maggior tensione è immediata; esso è il lato che presenta impedenza più elevata. Ad esempio: tra due telai alimentabili a tensione costante, è meglio ricevere con quello che ha resistenza equivalente in derivazione più alta.

Se invece l'alimentazione è fatta a corrente costante, vale la regola contraria. Ad esempio, tra due antenne alimentate a corrente costante, è meglio ricevere con quella che ha resistenza equivalente in serie più bassa; vale a dire, in generale, con quella che ha sviluppo minore.

Si noti che la dissimmetria del trasduttore non sempre si appalesa in una ben identificabile dissimmetria fisica delle antenne o dei circuiti relativi; può anche darsi che le antenne siano fisicamente identiche ma elettricamente rese dissimmetriche da impedenze in esse indotte da circuiti o corpi circostanti.

Tale è il caso di due antenne, o di due telai, di cui uno sia libero e l'altro addossato ad alberi, terrapieni o muri che ne aumentino la resistenza equivalente in serie e diminuiscano quella in derivazione. Fortis-

sime dissimmetrie possono nascere per effetto di immersione (antenne sottomarine) ed effetti ancora sensibili possono derivare dal semplice fatto che antenne o telai eguali sovrastino terreni diversi.

Conviene a tale proposito ricordare che anche una piccola differenza di δ dall'unità può dar luogo a sensibili variazioni di ricezione; la curva potenza erogata - tensione d'ingresso di un comune ricevitore supereterodina, lontano dalla saturazione, è infatti tra quadratica e cubica.

In realtà dunque, il caso che si abbia perfetta « reciprocità apparente » è da considerarsi infrequente; viene pertanto fatto di chiedersi quale profitto sia possibile trarre, in generale, dal teorema di reciprocità; il profitto resta tuttavia notevole. Ammesso infatti di voler dedurre le proprietà trasmittenti di una antenna da quelle riceventi, e ponendosi ad operare in condizioni in cui valga la [52], basta ad esempio, onde rendere massima la tensione V_2, dimensionare l'antenna e i relativi circuiti per modo che risulti massimo il prodotto della tensione ricevuta V''_1 per il rapporto $\frac{Z_{22}}{Z_{11}}$. Ma Z_{22} è l'impedenza dell'antenna lontana; basta quindi, affinchè l'efficienza trasmittente sia massima, rendere massimo il rapporto $\frac{V''_1}{Z_{11}}$ tra tensione ricevuta e autoimpedenza.

I ragionamenti che abbiamo sin qui esposto valgono anche se lo scambio tra generatore e ricevitore è fatto senza adattamenti di impedenze di alcuna sorta; se però durante ambedue le prove, diretta ed inversa, si ha cura di far sì che le reattanze del trasduttore e dei circuiti esterni si neutralizzino, basta far figurare nelle formule, in luogo delle impedenze Z_{11}, Z_{22}, Z_i e Z_u, soltanto le parti resistive R_{11}, R_{22}, R_i e R_u. In questo caso, che è frequentissimo nella pratica, risulta molto agevole imporre la condizione che sia costante la potenza complessiva prodotta dal trasmettitore (compresa quella consumata in R_i), o che sia costante la potenza ceduta al trasduttore.

Naturalmente, le f. e. m. E che figurano nelle [47] e [48] non sono più, in condizioni di pari potenza prodotta o trasmessa, tra loro eguali. Ad esempio, a pari potenza W complessivamente prodotta, si deve sostituire ad E nella [48] l'espressione $\sqrt{W(R_i + R_{11})}$ e nella [49] la $\sqrt{W(R_i + R_{22})}$. Se si ragiona a pari potenza W_t ceduta al trasduttore, basta sostituire W_t a W e porre ovunque $R_i = 0$.

Più interessante è il caso che non soltanto le reattanze, ma anche le resistenze del generatore e del carico possano essere adattate di volta in volta, per modo che il trasduttore termini sempre con le sue impedenze coniugate immagini. È questa la ben nota condizione che consente la massima erogazione e il massimo trasferimento di potenza. In tal caso, dalle [47] e [48] con facili trasformazioni si deduce che, come era da attendersi, il rendimento della trasmissione è eguale nei due sensi e che pertanto la potenza ricevuta è la stessa, sia che si produca o che si trasmetta una potenza costante.

In pratica, la condizione di massima erogazione e massimo trasferimento di potenza rispecchia la condizione di normale funzionamento delle stazioni di notevole potenza e importanza, con antenne, sia in trasmissione sia in ricezione, di sviluppo ragguardevole rispetto alla lunghezza d'onda e provviste di linee e di dispositivi adattatori.

Per contro, nelle piccole stazioni radiocampali e, in particolare, nelle stazioni in cui trasmettitore e ricevitore sono a turno accoppiati allo stesso aereo, il caso che più interessa è quello prima considerato, in cui vien supposto che l'unico eventuale adattamento consista nell'accordare volta per volta i complessi trasmittente e ricevente.

Ringrazio sentitamente il generale Sacco e il colonnello Micheletta per il benevolo interessamento che hanno dimostrato a questo lavoro, ed il sottotenente Lombardo per l'efficace aiuto che in più circostanze mi ha dato.

Roma - Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni.

APPENDICE I.

Significato ed uso del vettore P.

Riteniamo opportuno esporre in questa appendice alcune considerazioni inerenti sia al teorema di reciprocità, sia alla propagazione ionosferica, e destinate soprattutto a chiarire il significato e l'uso del vettore **P**, polarizzazione elettrica.

Nei dielettrici ponderabili, così come nei corpi conduttivi, sotto l'azione di un campo elettrico agente vi è movimento di elettroni. A differenza di quanto avviene nei conduttori, si può immaginare che gli elettroni in questo caso siano però spostati, dalle forze elettriche che agiscono nello spazio, soltanto di poco dalla loro posizione di equilibrio; appena essi si spostano di un tratto $\mathbf{s}$, si manifesta infatti una forza elastica $f\mathbf{s}$ che li richiama alla loro posizione originaria. Questi spostamenti ingenerano una corrente la quale risulta in quadratura con il campo elettrico agente ed in fase con la corrente di spostamento nello spazio vuoto; la somma di queste due correnti è la corrente totale di spostamento $j\omega\varepsilon\mathbf{E}$. Si definisce momento elettrico, o polarizzazione, di una particella, il prodotto $e\,\mathbf{s}$; ammessa la distribuzione uniforme di N elettroni per m^3, la polarizzazione $\mathbf{P}$ di un m^3 risulta essere $Ne\mathbf{s}$.

In fase con il campo elettrico agente è invece la corrente di conduzione (e di convezione) dovuta al movimento, non elasticamente vincolato, degli elettroni liberi « contro » la direzione positiva del campo. Alla forza motrice che agisce sugli elettroni si oppone questa volta la forza di attrito:

$$[56] \qquad g\mathbf{v} = g\,\frac{d\mathbf{s}}{dt} = j\omega g\mathbf{s}$$

proporzionale alla velocità di spostamento.

Complessivamente, indicando con $m\mathbf{a} = j\omega m\mathbf{v}$ la forza di inerzia, deve verificarsi la relazione:

$$[57] \qquad j\omega m\mathbf{v} = \mathbf{F} - f\mathbf{s} - j\omega g\mathbf{s}\,,$$

dove **F** è la forza che agisce sugli elettroni. L'espressione della **F**, accanto al termine principale $e\,\mathbf{E}$, comprende anche un termine correttivo, la cui importanza può in molti casi essere trascurata, e che vale approssimativamente ([15]), in unità Giorgi, $\dfrac{e\,\mathbf{P}}{3\,\varepsilon_0}$.

Questo termine correttivo sta a rappresentare il fatto che, in un mezzo dove siano presenti particelle polarizzabili, il campo non può essere semplicemente quello che si avrebbe nel vuoto, e ciò a causa delle azioni che le particelle stesse esercitano nelle loro immediate vicinanze. Data la brevissima distanza, questo campo aggiuntivo si può calcolare con le regole dell'elettrostatica, anche se la polarizzazione è variabile.

Si suppone di praticare intorno al punto, nel quale si vuole valutare il campo totale, una piccola cavità e si aggiungono al campo **E** che si avrebbe nel vuoto, il campo $\mathbf{E}'$ dovuto alla carica superficiale della cavità, cioè all'effetto delle particelle polarizzate esterne ad essa, ed il campo $\mathbf{E}''$ dovuto all'effetto delle particelle che si è immaginato di rimuovere dalla cavità. Il risultato globale non può evidentemente dipendere dalla forma della cavità.

Scelta allora la forma sferica, si trova ([16]) essere $\mathbf{E}' = \dfrac{\mathbf{P}}{3\,\varepsilon_0}$ (nell'integrazione il raggio della sfera scompare).

Quanto ad $\mathbf{E}''$, se la distribuzione delle particelle può ritenersi uniforme, come nei dielettrici isotropi, risulta essere $\mathbf{E}'' = 0$.

Per quel che concerne il vettore **P**, conviene osservare che esso sta a rappresentare fenomeni i quali restano ignorati in quei ragionamenti che, esaminando soltanto il comportamento esterno dei corpi dielettrici, non abbisognano di conoscere in virtù di quale meccanismo la corrente di spostamento che li traversa sia $j\omega\varepsilon\mathbf{E}$ anzichè $j\omega\varepsilon_0\mathbf{E}$ come nel vuoto. Questi ragionamenti descrivono pertanto le proprietà elettromagnetiche dei corpi mediante le sole costanti ε, μ, γ. Una espressione di **P** in funzione di **E** e delle costanti elettriche può tuttavia ottenersi considerando che, dal punto di vista, per così dire, microscopico, essendo $\mathbf{P} = Ne\mathbf{s}$ (dove N è il numero delle cariche elettriche, sia libere, sia vincolate,

([15]) H. A. LORENTZ: The theory of electrons - B. G. Teubner, Leipzig, 1909, p. 137.

([16]) Loc. cit. nota ([15]), p. 305.

presenti per m³), e ponendo $\gamma_m \mathbf{E} = Ne \frac{ds}{dt}$ (dove γ_m è una conduttività « microscopica ») risulta $\mathbf{P} = \frac{\gamma_m \mathbf{E}}{j\omega}$ (posto come sempre $\frac{\delta}{\delta t} = j\omega$). La corrente totale di spostamento che attraversa il mezzo è allora data dalla somma della corrente $j\omega\varepsilon_0\mathbf{E}$ che esiste nel vuoto, in cui si muovono le cariche elettriche, e della corrente equivalente di spostamento $\frac{\gamma_m \mathbf{E}}{j\omega}$. Posto che le cariche elettriche fossero tutte del tipo vincolato, si avrebbe quindi:

[58]
$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \frac{\gamma_m}{j\omega} = \varepsilon_0 - j\,\frac{\gamma_m}{\omega}$$
$$\mathbf{P} = (\varepsilon - \varepsilon_0)\,\mathbf{E}\,.$$

In presenza di cariche elettriche sia vincolate sia libere, ricorrendo come di consueto alla notazione ε' per rappresentare la costante dielettrica equivalente ($\varepsilon' = \varepsilon - \frac{j\gamma}{\omega}$ così come $\gamma' = \gamma + j\omega\varepsilon$), si ha più generalmente:

[59]
$$\mathbf{P} = (\varepsilon' - \varepsilon_0)\,\mathbf{E}\,;$$

da cui:

[60]
$$\mathbf{E} = \mathbf{P}\,(\varepsilon' - \varepsilon_0)^{-1} = \mathbf{P}\left(\varepsilon - \varepsilon_0 - \frac{\gamma}{j\omega}\right)^{-1}.$$

Torniamo ora alla formula innanzi scritta [57] e poniamo in luogo di **F** il suo valore. Si ha allora, ordinando diversamente i termini:

[61]
$$\mathbf{E} = \frac{f\mathbf{s}}{e} - \frac{m\omega^2\mathbf{s}}{e} - \frac{\mathbf{P}}{3\,\varepsilon_0} + j\omega\,\frac{g\mathbf{s}}{e}\,,$$

e, ricordando che $\mathbf{P} = Ne\mathbf{s}$, si ottiene:

[62]
$$\mathbf{E} = \mathbf{P}\left[\left(\frac{f}{Ne^2} - \frac{m\omega^2}{Ne^2} - \frac{1}{3\,\varepsilon_0}\right) + j\omega\,\frac{g}{Ne^2}\right].$$

Onde chiarire il significato di questa espressione, osserviamo i valori che essa assume in alcuni casi particolari.

Caso I. — Le forze elastiche siano nulle, gli elettroni siano cioè tutti liberi, e risulti trascurabile l'effetto degli altri termini rispetto a $j\omega\,\frac{g}{Ne^2}$. Si ha:

[63]
$$\mathbf{E} = j\omega\,\frac{g}{Ne^2}\,\mathbf{P}\,.$$

Essendo $j\omega\mathbf{P} = \gamma\mathbf{E}$ risulta quindi:

[64]
$$\gamma = \frac{Ne^2}{g} .$$

D'altra parte:

[65]
$$g = \frac{m\,(\omega^2 + \nu^2)}{\nu} ,$$

dove ν è la pulsazione delle collisioni ed ω quella del campo agente ([17]). Normalmente $\omega >> \nu$, quindi $g \simeq m \dfrac{\omega^2}{\nu}$, e:

[66]
$$\gamma = \frac{Ne^2\,\nu}{m\omega^2} .$$

Caso II. — Non vi siano elettroni liberi nè, conseguentemente, possibili collisioni, e risultino trascurabili i rimanenti termini rispetto a $\dfrac{j\mathbf{P}}{Ne^2}$. Si ha allora $(\varepsilon - \varepsilon_0)^{-1} = \dfrac{j}{Ne^2}$, da cui:

[67]
$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \frac{Ne^2}{j} .$$

Caso III. — In assenza di forze elastiche e supposto $g = 0$ (caso della ionosfera, qualora si trascuri il campo magnetico terrestre e l'effetto delle collisioni) si ha:

[68]
$$(\varepsilon - \varepsilon_0)^{-1} = -\frac{1}{3\,\varepsilon_0} - \frac{m\omega^2}{Ne^2} ,$$

da cui:

[69]
$$\varepsilon = \varepsilon_0 - \frac{Ne^2\,\varepsilon_0}{\varepsilon_0\,m\omega^2 + \dfrac{Ne^2}{3}} \simeq \varepsilon_0 - \frac{Ne^2}{m\omega^2} .$$

Caso IV. — Sia ancora il caso della ionosfera, come nell'esempio precedente ($j = 0$); si voglia però considerare l'effetto del campo magnetico terrestre. La terna di assi di riferimento sia destrorsa, e scelta in modo che il campo magnetico giaccia nel piano xz; siano $\mathcal{H}_x$ e $\mathcal{H}_z$ le sue componenti. Ricordando che la forza che un campo magnetico $\boldsymbol{\mathcal{H}}$ esercita su un elettrone e moventesi in esso con velocità $\mathbf{v}$ è pari a $\mu_0\, e\, \boldsymbol{\mathcal{H}} \wedge \mathbf{v}$, si ha dalla [57], per $j = 0$:

([17]) P. O. PEDERSEN: The propagation of radio wave - G. E. C. Gad, Copenhagen, 1927, p. 83.

$$j\omega m v_x = e\left(E_x + \frac{P_x}{3\,\varepsilon_0}\right) - g v_x - \mu_0 e \mathcal{H}_z v_y$$

[70] $$j\omega m v_y = e\left(E_y + \frac{P_y}{3\,\varepsilon_0}\right) - g v_y + \mu_0 e \mathcal{H}_z v_x - \mu_0 e \mathcal{H}_x v_z$$

$$j\omega m v_z = e\left(E_z + \frac{P_z}{3\,\varepsilon_0}\right) - g v_z + \mu_0 e \mathcal{H}_x v_y \;.$$

Poichè $P_s = Nes$, $j\omega P_s = Nev_s$ e $g \simeq m \dfrac{\omega^2}{\nu}$, si ha allora:

[71] $$E_x = \left|\left(-\frac{1}{3\,\varepsilon_0} - \frac{m\,\omega^2}{Ne^2}\right) + j\omega \frac{\frac{m\omega^2}{\nu}}{Ne^2}\right| P_x + j\omega \frac{m\left(\frac{e\mu_0 \mathcal{H}_z}{m}\right)}{Ne^2} P_y$$

$$E_y = \left|\left(-\frac{1}{3\varepsilon_0} - \frac{m\omega^2}{Ne^2}\right) + j\omega \frac{\frac{m\omega^2}{\nu}}{Ne^2}\right| P_y - j\omega \frac{m\left(\frac{e\mu_0 \mathcal{H}_z}{m}\right)}{Ne^2} P_x + j\omega \frac{m\left(\frac{e\mu_0 \mathcal{H}_x}{m}\right)}{Ne^2} P_z$$

$$E_z = \left|\left(-\frac{1}{3\,\varepsilon_0} - \frac{m\omega^2}{Ne^2}\right) + j\omega \frac{\frac{m\omega^2}{\nu}}{Ne^2}\right| P_z - j\omega \frac{m\left(\frac{e\mu_0 \mathcal{H}_x}{m}\right)}{Ne^2} P_y \;.$$

Come sempre, $\mathbf{E} = (\varepsilon' - \varepsilon_0)^{-1}\,\mathbf{P}$; l'operazione vettoriale che trasforma $\mathbf{P}$ in $\mathbf{E}$ mediante applicazione dell'operatore $(\varepsilon' - \varepsilon_0)^{-1}$ non è però, in questo caso, una semplice omotetia, ma una omografia la cui matrice, posto:

$$\left(-\frac{1}{3\,\varepsilon_0} - \frac{m\omega^2}{Ne^2}\right) + j\omega \frac{\frac{m\omega^2}{\nu}}{Ne^2} = \alpha + j\beta$$

[72] $$\frac{\omega m\left(\frac{e\mu_0 \mathcal{H}_x}{m}\right)}{Ne^2} = \lambda_x$$

$$\frac{\omega m\left(\frac{e\mu_0 \mathcal{H}_z}{m}\right)}{Ne^2} = \lambda_z \;,$$

può scriversi:

[73] $$(\varepsilon' - \varepsilon_0)^{-1} = \left|\begin{array}{ccc} \alpha + j\beta & j\lambda_z & 0 \\ -j\lambda_z & \alpha + j\beta & j\lambda_x \\ 0 & -j\lambda_x & \alpha + j\beta \end{array}\right| .$$

Si osservi che, in assenza del campo elettrico agente, posto $g = 0$

e trascurando $\frac{\mathbf{P}}{3\,\varepsilon_0}$, si ha dalle [70], per $\mathcal{H}$ diretto secondo l'asse z:

[74]
$$j\omega m v_x = -\mu_0 e \mathcal{H} v_y$$
$$j\omega m v_y = \mu_0 e \mathcal{H} v_x \,.$$

Dalla [74] si deduce che, in questo caso particolarmente semplice, la velocità giroscopica angolare degli elettroni, che descrivono orbite circolari, vale:

[75]
$$\omega_0 = \frac{e\mu_0 \mathcal{H}}{m} \,.$$

APPENDICE II.

La propagazione ionosferica in alcuni casi semplici.

Notevoli semplificazioni subiscono le [30], [31] e [32] quando ci si propone di studiare casi particolarmente semplici. Così, se si suppone che la velocità termica degli ioni sia nulla ($\beta = \frac{m\omega^3/v}{Ne^2} = 0$) e se si pone $a = \frac{m\omega^2}{Ne^2}$ (trascurando $\frac{1}{3\,\varepsilon_0}$, il che è lecito limitatamente al campo delle onde corte), si ottengono, studiando i due casi che la propagazione avvenga lungo la direzione del campo magnetico ($\mathcal{H}_x = \lambda_x = 0$, e $\lambda_z = \frac{m\omega\omega_0}{Ne^2}$, dove $\omega_0 = \frac{e\mu\mathcal{H}}{m}$), oppure normalmente ad esso ($\mathcal{H}_z = \lambda_z = 0$, e $\lambda_x = \frac{m\omega\omega_0}{Ne^2}$), le espressive formule calcolate, da oltre un decennio, da Mesny ([18]). Gli indici di rifrazione dei raggi ordinario e straordinario assumono i seguenti valori (ponendo $n^2 = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0}$ e $K = \frac{e^2}{m}$):

[76]
$$\text{per } \mathcal{H}_z = 0 \quad \begin{cases} n^2_{\text{ord}} = 1 - \dfrac{KN}{\varepsilon_0\omega\,(\omega - \omega_0)} \\[2ex] n^2_{\text{str}} = 1 - \dfrac{KN}{\varepsilon_0\omega\,(\omega + \omega_0)} \end{cases}$$

[77]
$$\text{per } \mathcal{H}_x = 0 \quad \begin{cases} n^2_{\text{ord}} = 1 - \dfrac{KN}{\varepsilon_0\omega^2} \\[2ex] n^2_{\text{str}} = 1 + \dfrac{\varepsilon_0\omega^2 - KN}{\varepsilon_0\,(\omega_0{}^2 - \omega^2) + KN}\,\dfrac{KN}{\varepsilon_0\omega^2} \,. \end{cases}$$

([18]) R. MESNY: Les ondes éléctriques courtes - Les Presses Universitaires de France, Paris, 1927, p. 42.

Per $\mathcal{H}_x = 0$ si ha di conseguenza:

[78]
$$\left(\frac{E_x}{E_y}\right)_{nord} = \frac{jKN\frac{\omega_0}{\omega}}{KN - \varepsilon_0\,\omega^2}$$
$$\left(\frac{E_x}{E_y}\right)_{nstr} = \frac{jKN\frac{\omega_0}{\omega}}{KN + \varepsilon_0\,(\omega_0{}^2 - \omega^2)}\ .$$

Inoltre, per $\mathcal{H}_x \to 0$, si ha $E_y \to 0$ nel raggio ordinario ed $E_z \to 0$ nel raggio straordinario (doppia rifrazione rettilinea nel piano yz).

Se invece $\mathcal{H}_z = 0$, risulta $E_x = 0$ (per ambedue i raggi) e:

[79]
$$\left(\frac{E_z}{E_y}\right)_{nord} = -j\ , \qquad \left(\frac{E_z}{E_y}\right)_{nstr} = +j\ .$$

Per $\mathcal{H}_z = 0$ il fenomeno si riduce pertanto alla propagazione di due raggi polarizzati circolarmente in senso inverso nel piano yz; la polarizzazione, ammessa l'ipotesi di perdite nulle ($\beta = 0$), risulta infatti circolare anzichè ellittica.

Se il mezzo è isotropo, i due raggi non si separano l'uno dall'altro e si verifica semplicemente una rotazione del piano di polarizzazione risultante. La rotazione di un angolo giro (2π) avviene su un percorso pari a:

[80]
$$l = \frac{2\lambda}{n_{str} - n_{ord}}\ .$$

Il rapporto $\frac{l}{\lambda}$ risulta tanto più grande, quanto più è piccola la differenza tra gli indici dei due raggi. Nel campo delle onde corte, il valore intrinseco di l è però tanto più piccolo, quanto più l'onda è breve.

Se invece il mezzo presenta anisotropie o discontinuità, i due raggi si separano. Se poi la frequenza angolare è minore di ω_0, uno dei due raggi può assumere una velocità di fase inferiore a quella della luce e subire quindi incurvamento verso l'alto, anzichè verso il basso, abbandonando di conseguenza definitivamente l'atmosfera terrestre.

Nello studio di questo caso le formule di Mesny non si possono più usare chè, anche ammesso di continuare a non tener conto delle perdite, il termine $\frac{1}{3\,\varepsilon_0}$ non è più trascurabile nell'espressione di a [32] di fronte ad $\frac{m\omega^2}{Ne^2}$ e anzi gli è in generale notevolmente superiore.

I due casi $\mathcal{H}_x = 0$ e $\mathcal{H}_z = 0$ possono tuttavia essere studiati direttamente in base alla [32], tenendo presente che $n^2 = \frac{k^2}{-\omega^2\varepsilon_0\mu}$, che

$k^2 = (a + jb)^2$ (dove a e b sono le costanti di attenuazione e di fase), e che la velocità di fase è $\frac{\omega}{b}$.

Posto di trascurare l'effetto degli urti molecolari, ammettendo l'ipotesi di perdite nulle, si trova che, per $\mathcal{H}_z = 0$, non può scomparire che il raggio ordinario; solo per esso può infatti verificarsi essere $\varepsilon' > \varepsilon_0$, vale a dire $n > 1$. Questo può avvenire per ω compreso tra i due valori:

$$\omega = \frac{\omega_0 \pm \sqrt{\omega_0^2 - \frac{4}{3}\frac{Ne^2}{m\varepsilon_0}}}{2}, \tag{81}$$

cioè solo per $\omega \leqslant \omega_0$ e semprechè il radicando della [81] sia positivo, il che è quanto dire che la ionizzazione sia molto debole.

Per $\mathcal{H}_x = 0$, la condizione $n > 1$ può invece verificarsi solo per il raggio straordinario, e per frequenze angolari comprese tra i due valori:

$$\omega = \sqrt{\frac{Ne^2}{\varepsilon_0 m}}, \quad \omega = \frac{\sqrt{\left(\omega_0^2 + \frac{2}{3}\frac{Ne^2}{\varepsilon_0 m}\right) + \sqrt{\left(\omega_0^2 + \frac{2}{3}\frac{Ne^2}{\varepsilon_0 m}\right)^2 + \frac{4}{3}\frac{N^2e^4}{\varepsilon_0^2 m^2}}}}{\sqrt{2}}. \tag{82}$$

Rammentiamo che tutte le formule di questa nota sono espresse in unità Giorgi.

TUBI ELETTRONICI COME INTERRUTTORI COMANDATI

FRANCESCO VECCHIACCHI

Mediante pentodi di tipo adatto è possibile ottenere che, nella condizione di potenziale di griglia nullo, la caduta di tensione anodica nel tubo risulti piccolissima; così che, quando si varii la tensione di griglia portandola sino al valore di interdizione, nei riguardi del carico il tubo si comporti come un interruttore comandato il quale passi dalla condizione di chiusura a quella di apertura. Questo particolare funzionamento del tubo si rivela di notevole utilità in varie applicazioni pratiche.

1. - In più di una trattazione lo spazio anodico del triodo è stato assimilato ad un conduttore, la cui conduttanza può essere variata, agendo sul potenziale di griglia, da valori finiti relativamente grandi (ad esempio, con la griglia a potenziale positivo rispetto al catodo), a valori praticamente nulli (con la griglia a potenziale negativo sufficientemente elevato). Nella seconda delle due condizioni estreme lo spazio anodico del tubo può essere assimilato ad un interruttore aperto, nella prima ad un interruttore chiuso, la cui resistenza di contatto sia piccola.

Questa rappresentazione, se si dimostra assai spesso efficace per un'analisi qualitativa semplice del funzionamento del tubo nei riguardi del circuito associato, risulta tuttavia in genere assai grossolana e valevole solamente in via di massima. La conduttanza anodica del tubo dipende infatti, anzi tutto, non soltanto dalla tensione di griglia, cui si attribuisce l'azione di comando, ma anche, ed in alto grado, dalla tensione di placca (cioè dalla tensione applicata alla conduttanza stessa), ed inoltre accade quasi senza eccezione che codesta conduttanza, nella fase di massimo, risulti tale da non poter essere trascurata, come invece sarebbe lecito nel caso di un interruttore, di fronte alla conduttanza del circuito di utilizzazione associato. La conduttanza anodica è, a pari tensione di griglia, tanto più bassa quanto più bassa è la tensione di placca, ed il minimo di tale tensione si verifica appunto in corrispondenza del massimo di corrente anodica.

Si comprende facilmente come l'uso di un pentodo o di un tetrodo a fascio, in luogo del triodo, possa permettere di ridurre grandemente l'importanza della prima obiezione; è troppo noto, perchè sia il caso di

insistervi, come in questi tubi la corrente anodica resti per la maggior parte sottratta all'influenza della tensione di placca. Di fronte al triodo, il pentodo, ove si sia conferito un valore conveniente alla tensione di schermo, offre anche il vantaggio di fornire, a pari altre condizioni, elevati valori di conduttanza anodica per corrente continua, senza la necessità di dover portare il potenziale di griglia a valori positivi, e cioè senza l'inconveniente di dover provvedere ad una circolazione di corrente nel circuito di griglia.

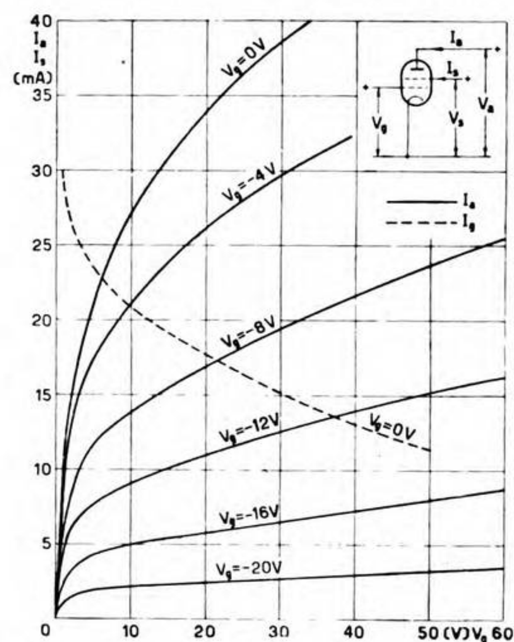


Fig. 1. — Caratteristiche anodiche di un pentodo FIVRE 42: tensione di schermo V_s = = 160 V.

Anche la seconda obiezione sopra enunciata contro il triodo, di una conduttanza in pratica non abbastanza grande rispetto a quella del carico di utilizzazione, e cioè di una caduta di tensione non trascurabile, si riduce di gravità nel caso del pentodo, sempre in relazione al fatto che la corrente anodica resta in gran parte sottratta all'azione del potenziale di placca, ed è invece soggetta ad una forte azione da parte del potenziale (costante) di schermo.

Il vantaggio che il pentodo può fornire rispetto al triodo, da questo secondo punto di vista, può per altro, con una conveniente scelta del tubo, assumere entità assai maggiore di quanto non si sia comunemente portati a supporre prima di avere fatto un particolare esame del problema. Su questo punto, soprattutto, s'intende di richiamare l'attenzione mediante il presente scritto.

Nella categoria dei pentodi di tipo ricevente uno dei tipi più rimarchevoli al riguardo di una bassa caduta anodica si è rivelato, dopo una serie di ricerche sperimentali empiriche, il FIVRE 42. Di tale tubo si riporta nella figura 1 la famiglia delle curve caratteristiche anodiche in corrispondenza della tensione di schermo di 160 V, che in pratica si rivela la massima sopportabile senza danno dal tubo, quando, essendo la griglia al potenziale del catodo, la tensione della placca venga man-

tenuta ad un valore nullo o quasi (condizione di alta conduttività anodica, con un carico esterno di conduttività notevolmente più bassa, che assorbe la quasi totalità della tensione anodica agente).

L'esame di tale famiglia di caratteristiche mostra come, per tensione di griglia nulla, la corrente anodica si porti ad un valore di 10 mA per una tensione di placca di circa 1,5 V. Ciò vuol dire, per dare un esempio pratico, che con un carico anodico di 50 000 Ω ed una tensione anodica agente di 500 V (valore perfettamente compatibile col tubo in questione), nella condizione di griglia portata al potenziale del catodo, la caduta di tensione nello spazio anodico è appena di 0,3 %. Non si è dunque davvero molto lontani dalla condizione di spazio anodico perfettamente assimilabile ad un contatto chiuso. La potenza dissipata nel carico in tale condizione, o per meglio dire la potenza comandata, risulta corrispondentemente di 5 W, valore affatto trascurabile per un tubo di tipo ricevente. Tale risultato, che, come si è detto, può sorprendere il tecnico non edotto, è, come vedremo, suscettibile di più di una pratica applicazione.

Con la famiglia di curve caratteristiche del tubo 42 potrebbe essere confrontata, a scopo di esempio, quella di un tubo 6L6 ricavata in condizioni paragonabili. Tale tubo, benchè provvisto di una assai più abbondante emissione elettronica, fornisce, con tensioni di schermo equivalenti, valori di conduttanza anodica considerevolmente minori di quelli del tubo 42; una corrente anodica di 10 mA provoca in esso una caduta anodica di 6 V e cioè circa 4 volte maggiore.

A proposito della caratteristica $I_a = f(V_a)$ del tubo 42, è certamente opportuno fermare l'attenzione sulla forma che essa presenta. All'aumentare della corrente anodica la caduta di tensione anodica cresce più rapidamente che la corrente; ad una corrente di 20 mA corrisponde così una caduta di 4 V in luogo dei 3 V che si sarebbero avuti nel caso di proporzionalità, e ad una corrente di 30 mA una caduta di 14 V in luogo di 4,5 V. Di questo andamento si deve naturalmente tener conto nell'uso pratico del tubo quale conduttore comandato.

Altri tubi, tra i vari sperimentati, che presentano valori relativamente bassi della caduta anodica, sono ad esempio il FIVRE 43, il FIVRE 77, mentre poco favorevoli si rivelano ad esempio quelli 6AY8, 6V6, e simili.

L'esame di differenti famiglie di caratteristiche, ottenute per differenti valori della tensione di schermo, mostra come il massimo valore di conduttanza anodica dipenda notevolmente dal valore della tensione di schermo e sia tanto più alto quanto più alta è la tensione medesima. La tensione di schermo, per un dato regime di funzionamento, non può essere spinta oltre un certo valore, che in generale risulta considerevolmente più basso di quello indicato come accettabile per il funzionamento normale, nel quale la tensione anodica resta sempre mantenuta a valori sufficientemente alti. Tale valore dipende ovviamente, anzi tutto, dalla durata della frazione di ciclo in cui si ha il passaggio di corrente anodica

nel tubo, quindi, per un tubo di dato tipo nel quale si ammetta variabile il progetto dello schermo, dalla capacità di dissipazione del calore da parte dello schermo stesso. Si può concepire che un tubo speciale, derivato ad esempio dal tubo FIVRE 42, possa presentare un funzionamento ancora più favorevole. Una indagine sulle precise ragioni per cui taluni tipi di pentodi risultano, sotto il particolare aspetto in discussione, assai migliori di certi altri, potrebbe probabilmente condurre a stabilire criteri costruttivi di tubi speciali aventi caratteristiche ancora più adatte.

2. - Non è scopo del presente scritto analizzare il comportamento del tubo elettronico, ed in particolare del tubo a bassa caduta anodica, quale interruttore comandato, nei possibili casi di applicazione pratica, ma semplicemente si vogliono enumerare alcune delle applicazioni fin d'ora prevedibili.

Un'applicazione, nei circuiti dei frequenziometri a lettura diretta, è già stata considerata e descritta (1). È stato mostrato come in essa l'uso del pentodo a basso valore di caduta anodica consenta di eliminare praticamente ogni influenza delle caratteristiche del tubo elettronico sulla taratura dell'apparecchio.

Altra utile applicazione, che si è semplicemente accennata (2) e che ci si riserva di considerare altrove nei suoi particolari, si può avere nei fasometri elettronici. Si può forse prevedere che l'adottare il pentodo a bassa caduta sia d'importanza decisiva per un uso più largo di tale categoria di strumenti elettronici. Anche in questo campo il principale vantaggio sarà quello di una curva di taratura più lineare e più stabile.

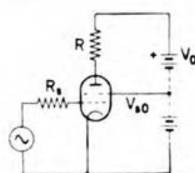


Fig. 2. — Circuito con un solo pentodo per la produzione di diagrammi di forma rettangolare.

Implicita nelle due applicazioni ora considerate è l'utilizzazione del tubo a bassa caduta nella produzione dei diagrammi rettangolari (3) mediante deformazione di diagrammi sinoidali o quasi sinoidali. Se l'oscillazione applicata alla griglia del tubo è di conveniente ampiezza, un buon diagramma rettangolare può essere ottenuto anche con un solo pentodo, laddove l'uso del triodo implicherebbe quasi necessariamente la messa in giuoco di due distinti tubi.

Con riferimento alla figura 2, la semionda negativa della tensione di griglia porta rapidamente il tubo all'interdizione, dando così luogo ad uno dei due tratti

(1) F. Vecchiacchi: Frequenziometri elettronici a deviazione - A. F., 1937, VI, p. 279; Pubbl. Sez. Radiotecnica R. Polit. Milano 1937, 10.

(2) F. Vecchiacchi: Applicazioni varie dei tubi elettronici - R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, IV, p. 240; Pubbl. Sez. Radiotecnica R. Polit. Milano, 1936, 7.

(3) F. Vecchiacchi: Differenti forme di oscillazione ottenibili mediante i tubi termoionici - Congresso Internazionale di Elettricità, Parigi, 1932; A. F., 1933, II, p. 242.

orizzontali componenti il diagramma rettangolare; altrettanto rapidamente l'altra semionda porta la corrente anodica ad un valore praticamente stazionario, espresso approssimativamente da V_0/R, ed essendo la caduta anodica trascurabile, poca influenza resta esercitata da variazioni anche importanti in senso relativo di tale caduta. Nello schema, la resistenza R_s in serie con la griglia ha lo scopo di evitare un inutile e dannoso assorbimento di corrente di griglia in corrispondenza della semionda positiva di tensione, o di limitare eventuali effetti di polarizzazione automatica nel caso in cui il circuito di griglia sia accoppiato al generatore per mezzo di capacità e resistenza.

Quanto si è detto per i frequenziometri ed i fasometri elettronici, si può ripetere per i circuiti proposti in passato da chi scrive per il rilievo della forma delle tensioni alternative e dei cicli d'isteresi (4), e per la misura a lettura diretta delle coordinate (5).

Altra applicazione da annoverare, non priva di interesse, sembra quella nel campo, dei multivibratori ed oscillatori di rilasciamento in genere. È noto come fondamentale inconveniente di questi circuiti generatori sia la loro dipendenza, per la frequenza e per la forma delle oscillazioni, dalle caratteristiche dei tubi e dai valori della tensione anodica e di accensione. L'uso di convenienti tubi a bassa caduta anodica, agenti quali interruttori comandati, permette di ridurre notevolmente questa influenza. È anche da notare che il funzionamento del multivibratore in tali condizioni resta assai più facilmente prevedibile in via teorica, sia qualitativamente, sia quantitativamente.

A scopo didattico, ed in qualche caso anche a scopo pratico, il tubo a bassa caduta anodica quale interruttore comandato può essere studiato ed utilizzato come generatore di oscillazioni quasi sinoidali. Quando il tubo venga convenientemente adoperato, il funzionamento oscillatorio può assumere aspetti tipici assai semplici e diversi da quelli generalmente noti.

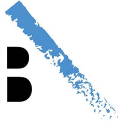
L'uso del tubo interruttore comandato, nella generazione od amplificazione di oscillazioni di frequenza non altissima, permette facilmente di ottenere modulazioni molto profonde e con basse distorsioni, mediante semplice comando della tensione anodica. Ed è infine ovvio com'esso possa rendere importanti servigi quale relè.

In qualsiasi applicazione, un limite all'uso di frequenze troppo alte è determinato dalle varie capacità interne dei tubi elettronici e delle capacità parassite degli organi ad essi associati. Il ricorso ad una conveniente tecnica, il cui esame meriterebbe indubbiamente di essere

---

(4) F. Vecchiacchi: Alcune applicazioni dei tubi termoionici al rilievo della forma delle tensioni alternative e dei cicli d'isteresi del ferro - L'Elettrot., 1930 XVII, p. 720; 1931, XVIII, p. 834 e 835; 1932, XIX, p. 179; Pubbl. R. I. E. C., 1932, 61.

(5) F. Vecchiacchi: Apparecchi elettronici a deviazione per la misura delle coordinate - R. C. XLII Riunione A. E. I., 1937, III, n. 201; Pubbl. Sez. Radiotecnica R. Polit. Milano, 1937, 12.



approfondito, permette tuttavia di raggiungere valori di frequenza molto alti; si può citare in proposito il risultato, che oggi appare già superabile, ottenuto nel frequenziometro a lettura diretta (6), rivelatosi capace di funzionare correttamente sino a un megahertz ed oltre.

Istituto di Comunicazioni Elettriche del R. Politecnico di Milano.

(6) L. PAJETTA: Frequenziometro elettronico ad indicazione diretta per alte frequenze - Radio e Televisione, 1938, III, p. 113.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

F. J. WILLIG — **Confronto fra coefficienti d'assorbimento fonico ottenuti con metodi diversi.** (J. A. S. A., aprile 1939, X, 4, pag. 293-299, con 5 fig.).

La misura del coefficiente d'assorbimento fonico di un materiale può essere eseguita con diversi metodi: è noto però che non sempre i risultati concordano, soprattutto perchè di volta in volta varia il significato che si attribuisce al cosiddetto coefficiente d'assorbimento. Per definizione esso è il valore del rapporto esistente fra l'intensità del suono assorbito e l'intensità del suono incidente; ma nei tre metodi principali, esaminati dall'autore, e che sono:

a) metodo di misura dell'intensità sonora incidente e riflessa, all'aperto, con microfono direttivo,

b) metodo di misura delle pressioni sonore in corrispondenza dei ventri e dei nodi di onde stazionarie, in un tubo,

c) metodo del tempo di riverberazione,

ciò che effettivamente si misura è, coi due primi metodi, il coefficiente d'assorbimento, rispettivamente per diversi angoli d'incidenza e per incidenza normale, mentre con l'ultimo metodo si determina un valore medio di tale coefficiente. Poichè nella pratica è proprio questo valore medio quello che interessa, l'ultimo metodo è attualmente preferito nella maggior parte dei laboratori; ma mentre che i risultati ottenuti con i primi due metodi sono fra loro sempre confrontabili, appunto perchè basati su ipotesi semplici, ciò non avviene per quelli ottenuti mediante l'ultimo, non essendo sempre attuabili od egualmente valide le ipotesi relative alla teoria della riverberazione.

Vengono passati in rassegna i tre metodi e poi in modo speciale vien trattato il primo, dando i particolari del procedimento e degli strumenti adottati per effettuare le relative misure. In questo metodo il valore del coefficiente d'assorbimento fonico $a\vartheta$, per un determinato angolo d'incidenza ϑ è:

$$a\vartheta = 1 - \left(\frac{Z_n \cos \vartheta - \varrho c}{Z_n \cos \vartheta + \varrho c} \right)^2 ,$$

Z_n essendo l'impedenza acustica del materiale per suono con incidenza normale, ϱ la densità dell'aria e c la velocità del suono. Trovati così i valori di α_ϑ per ogni valore di ϑ, si tratta ora di ricavare un valore medio del coefficiente d'assorbimento.

Un primo procedimento consiste nel fare la media delle quantità $\alpha_\vartheta \cos \vartheta$ per tutti gli angoli d'incidenza: ciò è giustificato dal fatto che,

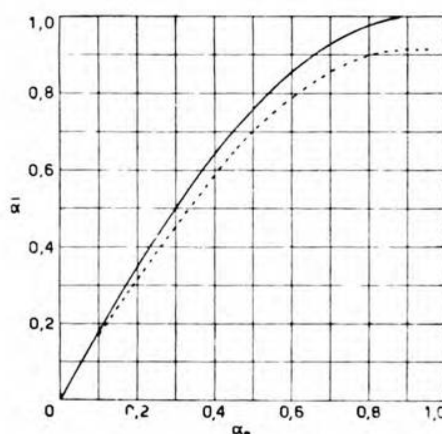


Fig. 1. — Coefficiente d'assorbimento medio in funzione del coefficiente d'assorbimento per incidenza normale.

ammettendo una distribuzione d'intensità uniforme nello spazio che circonda il materiale in esame, ogni elemento di volume di questo spazio può considerarsi come una sorgente sonora di eguale energia, ed il suono proveniente da ogni elemento di volume ed intercettato da una porzione unitaria dell'area del materiale, è proporzionale al coseno dell'angolo d'incidenza relativo al suddetto elemento. Nella figura 1 le ascisse corrispondono ai valori del coefficiente d'assorbimento per incidenza normale, α_n, e le ordinate della linea punteggiata riportano i valori medi corrispondenti, calcolati come si è detto dianzi.

Un altro procedimento, proposto dal Morse, consiste nel ricavare il valore medio $\overline{Z}$ della componente normale d'impedenza $Z_n \cos \vartheta$ per tutti gli angoli d'incidenza, e nel calcolare poi il valore medio $\bar{\alpha}$ del coefficiente di assorbimento corrispondente al valor medio $\overline{Z}$ stesso: nella figura 1 i valori in tal modo ottenuti costituiscono le ordinate della linea piena. Essi sono poi stati confrontati con quelli ricavati mediante il metodo del tubo, e mediante il metodo della riverberazione. Siffatto confronto è illustrato nella figura 2 in cui le ordinate rappresentano i valori medi α suddetti, e le ascisse i corrispondenti coefficienti ottenuti con gli altri metodi b e c. Dalla figura si nota come i risul-

tati del metodo all'aperto e di quello del tubo si trovino in una zona intermedia fra i valori che si ottengono, col metodo della riverberazione, dalle formule di Eyring e di Sabine. Inoltre, essendo i valori medi con-

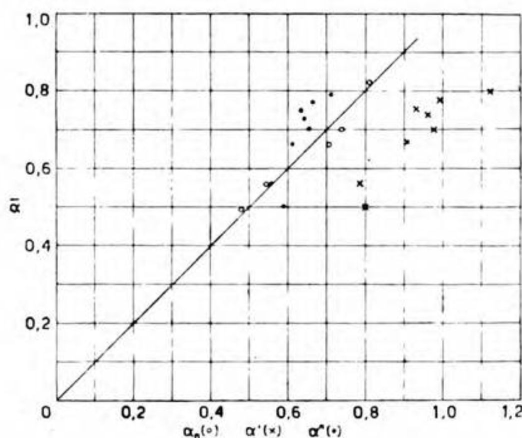


Fig. 2. — Confronto fra i coefficienti di assorbimento ottenuti col metodo della misura all'aperto, α; col metodo del tubo, α_R; e col metodo della riverberazione: α' secondo la formula di Sabine, α'' secondo la formula di Eyring.

seguiti col metodo del tubo all'incirca coincidenti con quelli ottenuti col metodo all'aperto, l'autore propone che venga adottato come metodo normale di misura il metodo delle onde stazionarie, il quale, oltre a tutto, presenta il notevole vantaggio di non richiedere l'impiego di grandi superfici del materiale in esame, e di permettere l'esecuzione delle misure in ambienti chiusi, ove le condizioni sperimentali possono essere più facilmente controllate.

A. C.

AMPLIFICATORI.

H. A. Wheeler — **Amplificatori a larga banda per televisione.** (Proc. I. R. E., luglio 1939, XXVII, 7, pag. 429-438, con 8 fig.).

Il problema che si presenta negli amplificatori per televisione è quello di ottenere il massimo valore del prodotto della larghezza della banda di trasmissione uniforme per il rapporto di amplificazione di uno stadio, mentre l'uno dei termini può essere aumentato a spese dell'altro.

Tale prodotto è limitato dal quoziente fra la conduttanza mutua e le capacità parassite in derivazione; queste ultime agiscono nel senso di ridurre la larghezza di banda utile, entro la quale l'impedenza agli estremi del circuito di uscita di un tubo e di entrata al successivo può restare costante.

Il problema da risolvere è allora in ultima analisi quello di ottenere ai capi di un condensatore un'impedenza costante entro una larga banda di frequenza. Ciò può essere conseguito all'entrata di un filtro passa-basso o passa-banda « a k costante » con terminazione a Π, ponendo in parallelo all'entrata di questo filtro una reattanza capacitiva paragonabile a quella del ramo in derivazione di tale filtro. Con un valore di capacità leggermente più grande di questa viene assicurata entro la banda anche una variazione dell'angolo di fase molto prossima alla lineare. Si comprende come in tali capacità possano essere incluse quelle parassite, derivate da ogni lato di ciascun tubo.

L'autore considera anche la possibilità di ottenere una più grande impedenza di accoppiamento fra i due tubi, col separare le loro capacità derivate mediante una rete a quattro terminali, espone alcuni esempi di applicazione di questo procedimento ed osserva come quest'ultimo tipo di accoppiamento sia meno vantaggioso per il filtro passa-basso che per il filtro passa-banda, soprattutto riguardo alle distorsioni di fase.

Nel caso di impedenza con rete a bipolo si attua una correzione della fase col progettare le diverse unità di un gruppo in modo che risultino complementari; per impedenza con rete a quadripolo, invece, inserendo un filtro ad m (con m maggiore di 1) correttore di fase, fra le due paia di terminali.

Un altro tipo di accoppiamento consiste nell'uso di un filtro passa-basso, o passa-banda, includente un amplificatore a reazione negativa. In questo le mutue conduttanze, diretta e inversa, determinano, col loro prodotto, le caratteristiche del filtro e, col loro quoziente, l'amplificazione, che risulta uniforme entro la banda passante perchè tale quoziente è costante. L'amplificazione uniforme viene considerata come sovrapposta alle proprietà del filtro. In un amplificatore a larga banda tale filtro con stadio a reazione viene inserito come una sezione di un filtro ad estremità morta. Anche di questo tipo di accoppiamento l'autore considera diversi esempi e osserva come fra i principali vantaggi siano la riduzione nel numero degli elementi del circuito e la diminuzione della distorsione non lineare, mentre si ha lo svantaggio che le frequenze di taglio vengono a dipendere dalla conduttanza mutua dei tubi.

In ambedue i tipi di accoppiamento una estremità di ogni stadio filtrante, o di ogni filtro includente uno o più stadi a reazione, è collegata ad una terminazione morta con una resistenza approssimativamente adattata all'impedenza imagine. L'altra estremità è collegata ad ognuno dei tubi in un punto in cui il filtro presenta la massima impedenza ottenibile ai capi della capacità del tubo.

Tutte queste considerazioni vengono sviluppate con la teoria dei filtri e infine viene dimostrata la seguente formula generale:

$$A = \frac{g_m}{\pi f_w \sqrt{C_g C_p}} ,$$

che esprime la massima amplificazione uniforme conseguibile con un tubo, quando A è il rapporto delle tensioni fra l'entrata e l'uscita di circuiti aventi la stessa impedenza, g_m la conduttanza mutua del tubo, C_g e C_p le capacità parassite derivate fra griglia e catodo e fra placca e catodo del tubo ed f_w la larghezza della banda di frequenza.

G. Pr.

ANTENNE.

G. H. Brown — **Considerazioni sulle tensioni a radiofrequenza sopportate dai materiali isolanti delle antenne a torre per radiodiffusione.** (Proc. I. R. E., settembre 1939, XXVII, 9, pag. 566-578, con 21 fig.).

La conoscenza della tensione ad alta frequenza applicata all'isolatore di base di un'antenna a torre è di grande utilità, sia per il dimensionamento dell'isolatore stesso, sia per il progetto dei sistemi di protezione contro i fulmini e dei dispositivi di accoppiamento sistemati alla base dell'antenna. L'autore calcola i valori di questa tensione, ottenendo risultati in ottimo accordo con le determinazioni sperimentali eseguite su antenne a torre autosostenute o controventate, con struttura a traliccio o a tubi d'acciaio. Tali valori si mantengono inferiori a 30 volt per ogni watt irradiato, qualora l'altezza dell'antenna non sia inferiore a un sesto della lunghezza d'onda.

Un'analisi particolareggiata, convalidata da determinazioni sperimentali, della distribuzione della corrente nei controventi e della tensione sopportata dagli isolatori che li interrompono, dimostra che i valori di dette quantità possono essere resi molto bassi, scegliendo in modo opportuno la posizione degli isolatori. In particolare, detti valori diminuiscono molto rapidamente al diminuire della lunghezza delle sezioni di corda metallica comprese tra due isolatori successivi; diminuendo la capacità degli isolatori, diminuisce pure rapidamente la corrente indotta nelle corde metalliche, mentre non varia apprezzabilmente la tensione risultante sugli isolatori stessi. Diventa così relativamente facile disporre le cose in modo che la presenza dei controventi non introduca notevoli perturbazioni nella distribuzione del campo irradiato.

Dati i massimi valori riscontrati per la tensione sugli isolatori dei controventi, si conclude che è possibile usare isolatori di piccole dimensioni e di poco costo, purchè si provvedano i necessari mezzi di protezione contro sovratensioni di origine statica o temporalesca. Essi possono essere attuati mediante un'induttanza disposta in parallelo sull'isolatore e accordata sulla frequenza irradiata, oppure mediante scaricatori a tirite.

R. S.

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

D. L. HERR — **Oscillazioni in alcuni sistemi non lineari.** (Proc. I. R. E., giugno 1939, XXVII, 6, pag. 396-402, con 23 fig.).

L'equazione differenziale:

$$y'' - \varepsilon (1 - by - y^2)\, y' + y = K^2 E \text{ sen } Kt\,,$$

rappresenta il funzionamento di numerosi apparati contenenti un organo non lineare; il suo integrale generale non è noto, ma integrali particolari si possono calcolare per diverse vie; quelli ora presentati sono stati ottenuti mediante l'analizzatore differenziale della « Moore School » e sono stati scelti in modo da consentire una discussione dei fenomeni di sincronizzazione automatica e di demoltiplicazione di frequenza.

Procedendo dall'esterno dell'intervallo di sincronizzazione, quest'ultima si produce bruscamente sulla subarmonica dispari più prossima. Per i valori di K ed E che corrispondono ad una condizione di sincronizzazione, la forma d'onda e la differenza di fase, rispetto all'oscillazione impressa, dell'oscillazione di regime, sono indipendenti dalle condizioni iniziali; l'unico effetto della fase di applicazione dell'oscillazione impressa è quello di variare il tempo di formazione del regime. Tutte le subarmoniche sincronizzate risultano simmetriche.

Tali risultati sono in accordo con le osservazioni sperimentali sulle oscillazioni di rilasciamento, confermano il fenomeno della sincronizzazione automatica su un intervallo di un'ottava, nonchè il fatto che nel caso di oscillazioni di rilasciamento non si verificano praticamente fenomeni di risonanza.

R. S.

CONVERTITORI E RADDRIZZATORI.

R. L. MILLER — **Divisori di frequenza per effetto di modulazione rigenerativa.** (Proc. I. R. E., luglio 1938, XXVII, 7, pag. 446-457, con 12 fig.).

Lo schema generale del circuito adottato è illustrato nella figura 1. Un modulatore bilanciato è alimentato con un segnale a frequenza f e con uno a frequenza $f/2$; all'uscita si ottengono due segnali a frequenza $3f/2$ ed $f/2$. Questi ultimi vengono applicati ad un filtro di banda, il quale trasmette la sola frequenza $f/2$. Finalmente il segnale d'uscita dal filtro, adeguatamente amplificato, viene rimandato all'ingresso del modulatore. In tal modo, se l'amplifica-

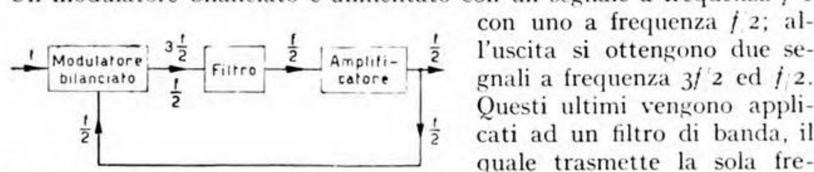


Fig. 1 - Schema di divisore di frequenza utilizzante un modulatore con reazione.

zione è maggiore delle perdite che si verificano nel modulatore e nel filtro, il sistema può raggiungere un funzionamento stabile e produrre la frequenza $f/2$, quando all'ingresso del modulatore sia impressa la sola frequenza f.

Il principio può essere generalizzato, costruendo il modulatore in modo da ottenere segnali la cui frequenza si può esprimere nella forma $nf_0 - mf_1$, con n ed m numeri interi. Se inoltre, nel circuito di reazione, si inserisce un moltiplicatore di frequenza, che moltiplichi la frequenza del segnale nel rapporto da 1 ad r, è possibile ottenere una demoltiplicazione di frequenza nel rapporto $n/(rm \pm 1)$.

Il modulatore ed il moltiplicatore possono essere attuati con raddrizzatori ad ossido di rame o con sistemi equivalenti.

Lo studio accurato delle condizioni di funzionamento conduce alle conclusioni che seguono.

Poichè il segnale d'uscita è ottenuto per mezzo di un processo di modulazione, che richiede la presenza del segnale d'ingresso a frequenza f_0, il segnale d'uscita si ottiene soltanto quando è presente quello d'ingresso e la sua frequenza si mantiene in un rapporto fisso con quella di quest'ultimo.

La forma del segnale d'uscita è essenzialmente sinusoidale.

È possibile progettare il sistema in modo che l'ampiezza del segnale d'uscita sia molto prossimamente proporzionale a quella del segnale d'ingresso e che tra i due segnali si mantenga una differenza di fase costante.

È stato stabilito sperimentalmente che il funzionamento non viene influenzato da una forte percentuale di distorsione del segnale d'ingresso o dalla presenza di disturbi di qualsiasi frequenza.

Il sistema entra automaticamente in funzione, quando il modulatore è di second'ordine ($n = 1$ ed $m = 1$), e non esiste moltiplicatore di frequenza; negli altri casi è necessario eccitare all'inizio il circuito di reazione, il che può essere compiuto in modo automatico o manuale.

R. S.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

W. C. HAHN — **Teoria dei fasci elettronici modulati in velocità da segnali deboli.** (G. E. R., giugno 1939, XLII, 6, pag. 258-270, con 2 fig.).

Si ricorderà (1) che per il funzionamento dei tubi con modulazione di velocità si utilizzano gli effetti del tempo di transito in modo che l'elettrodo di comando del tubo determini il valore della velocità degli elettroni, lasciando inalterato il valore della corrente catodica totale.

Con lo scopo di giungere alla determinazione degli elementi di progetto di tali tubi, l'autore svolge la teoria di un fascio elettronico infini-

(1) Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 106; A. F., 1939, VIII, p. 481.

tamente lungo, in cui la velocità degli elettroni presenti una componente costante ed una componente sinusoidale di piccola ampiezza rispetto alla prima. Il fascio è contenuto entro un cilindro conduttore e mantenuto compatto mediante un campo magnetico uniforme diretto parallelamente all'asse del cilindro.

Il fascio elettronico equivale ad un mezzo dielettrico dispersivo, in cui si possono propagare onde elettromagnetiche di configurazione analoga a quelle che si propagano nei cavi cilindrici senz'anima. La teoria, piuttosto complessa, è svolta tenendo conto della variazione relativistica della massa degli elettroni, e conduce alla determinazione della costante dielettrica equivalente del mezzo e alla determinazione delle caratteristiche di propagazione dei due tipi fondamentali di onde, E_0 ed H_0 (2).

Da ultimo viene analizzato l'effetto di induzione che l'onda propagantesi produce su di un circuito esterno connesso ai bordi di una fessura dell'involucro metallico. L'eccitazione delle onde si può ottenere in base all'effetto reciproco. La teoria consente il calcolo esatto degli effetti di carica spaziale nel tubo di galleggiamento (1) e della corrente indotta nella fessura. I risultati sono presentati nella pura forma matematica; per renderli praticamente utilizzabili sarebbe necessario tradurre in grafici le espressioni analitiche; tali grafici possono essere calcolati in funzione delle caratteristiche dell'involucro con l'aiuto delle tavole delle funzioni di Bessel. Per ora le possibilità di progetto non sono quindi ancora molto evidenti.

R. S.

S. Ramo — **Correnti indotte dal movimento di elettroni.** (Proc. I. R. E., settembre 1939, XXVII, 9, pag. 584-585, con 2 fig.).

Si espone un metodo, più semplice degli usuali, per calcolare la corrente indotta in un elettrodo da elettroni in movimento. Il problema interessa in modo speciale il funzionamento dei tubi elettronici alle alte frequenze, quando il tempo di transito di un elettrone da un elettrodo ad un altro non è più trascurabile di fronte al periodo della oscillazione. Il metodo è basato sull'applicazione della equazione:

$$i = E_v \cdot e \cdot v \,,$$

dove i è la corrente istantanea indotta, nell'elettrodo considerato, da un singolo elettrone in movimento, dotato di carica elettrica e e di velocità v, ed E_v è la componente, nella direzione di v, del campo che esisterebbe in quella posizione istantanea dell'elettrone sotto le seguenti circostanze: elettrone rimosso, elettrodo in questione portato a potenziale 1, tutti gli altri conduttori messi a terra. Conosciuto a priori il moto del-

(2) Bell. S. T. J., 1936, XV, p. 284 e 310; A. F., 1936, V, p. 817.

l'elettrone, basta quindi disegnare la sola mappa del campo elettrico E_v per avere i in funzione del tempo.

[*L'autore ricava la formula sopra scritta ricorrendo a deduzioni analitiche che involgono fra l'altro i teoremi di Gauss e di Green; in modo più rapido e semplice la stessa relazione può anche dedursi da considerazioni energetiche. La potenza elettrica messa in giuoco dall'elettrone è* $F_v \cdot e \cdot v$, *dove* F_v *è la componente del campo elettrico (nel punto dove si trova l'elettrone) nella direzione della velocità, il campo elettrico essendo dovuto ad una differenza di potenziale* V *tra l'elettrodo considerato e gli altri messi a terra; nel circuito connesso a questi elettrodi si ha una corrente indotta* i, *con una spesa di potenza* $V \cdot i$. *Uguagliando i due valori di potenza si ottiene:* $F_v \cdot e \cdot v = V \cdot i$; *da cui:* $i = \frac{F_v}{V} \cdot e \cdot v = E_v \cdot e \cdot v$. — n. d. r.].

F. C.

A.V. HAEFF — **Effetti di carica spaziale in fasci elettronici.** (Proc. I. R. E., settembre 1939, XXVII, 9, pag. 586-602, con 33 fig.).

Allo scopo di fornire utili informazioni sul comportamento dei fasci elettronici nei casi in cui non sia possibile trascurare l'effetto della carica spaziale, viene esaminato, teoricamente e sperimentalmente, il caso di un fascio elettronico a sezione rettangolare, contenuto entro uno schermo metallico equipotenziale di forma simile a quella del fascio. Con l'ipotesi che la lunghezza del fascio sia molto grande in confronto con le dimensioni trasversali e che l'altezza della sezione sia grande in confronto con la larghezza, si può ammettere che il gradiente di potenziale nel senso della lunghezza e nel senso dell'altezza del fascio sia trascurabile, mentre si trova che il potenziale cresce procedendo dall'interno verso l'esterno del fascio nel senso della larghezza.

L'effetto più notevole della carica spaziale è quello di imporre un limite superiore al valore della corrente trasportata dal fascio. Questo massimo valore di corrente è indipendente dalla lunghezza del fascio e dalle tensioni degli elettrodi terminali, e dipende invece dal valore del rapporto tra la larghezza del fascio e quella dello schermo e dal valore della tensione di quest'ultimo.

L'analisi è svolta nell'ipotesi che il fascio sia mantenuto concentrato per effetto di un campo magnetico uniforme diretto nel senso assiale, e fornisce i valori della massima corrente, della distribuzione del potenziale e del minimo campo magnetico necessario ad evitare che gli elettroni raggiungano lo schermo; tali valori sono espressi in funzione delle dimensioni del fascio e dello schermo e del valore del potenziale dello schermo. La teoria si semplifica molto, se si ammette che la larghezza del fascio sia trascurabile in confronto con quella dello schermo; in questa ipotesi sono svolte numerose applicazioni.

Nel caso in cui nello stesso schermo siano contenuti due fasci elettronici, viene dimostrato teoricamente, e verificato sperimentalmente,

che i valori della corrente nei due fasci sono strettamente legati, in modo che si può far variare uno di essi agendo sull'altro.

La modulazione del fascio elettronico può essere eseguita mantenendone costante la corrente e facendo variare la tensione dello schermo; ne segue una variazione del potenziale sull'asse del fascio, la quale, per effetto della carica spaziale, è maggiore della variazione del potenziale dello schermo. Il rapporto tra le due variazioni cresce con il valore della corrente del fascio.

Un altro tipo di modulazione si può ottenere mantenendo costante la tensione dello schermo e facendo variare la corrente del fascio; il rapporto tra la variazione del potenziale sull'asse del fascio e la variazione della corrente è chiamato impedenza caratteristica del fascio; essa ha un valore finito per corrente zero e cresce con la corrente. Per mezzo dell'impedenza caratteristica e della capacità tra il fascio e lo schermo, si può anche definire una velocità d'onda del fascio, che rappresenta in certo senso la velocità di propagazione lungo il fascio di una perturbazione dovuta a variazione della corrente. Sia la velocità degli elettroni, sia la velocità d'onda del fascio, diminuiscono al crescere della corrente di esso; in particolare, la velocità d'onda è sempre minore della velocità degli elettroni.

L'analisi dimostra in sostanza che è possibile produrre fasci elettronici concentrati magneticamente, i quali convoglino corrente considerevole anche con basse tensioni, purchè gli elettroni dello schermo siano posti vicino al fascio. In vista del fatto che a regime non esiste alcuna caduta di tensione lungo la maggior parte della lunghezza del fascio e che non si ha dispersione verso lo schermo, purchè il campo magnetico sia sufficientemente intenso, l'autore ritiene possibile usare i fasci elettronici come conduttori privi di dissipazione, aventi lunghezza limitata soltanto dal grado di vuoto e dalle possibilità di concentrazione del fascio stesso.

Numerose determinazioni sperimentali, eseguite su un modello, confermano in modo abbastanza soddisfacente la teoria.

R. S.

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

E. Thon — **Angolo di perdita di una capacità modulata da una tensione.** (T. F. T., settembre 1939, XXVIII, 9, pag. 344-354, con 24 fig.).

Si consideri il circuito della figura 1, nel quale il tubo è un pentodo a coefficiente di amplificazione regolabile; scopo della ricerca è determinare R_1 ed R_2 in modo che l'impedenza apparente del sistema, misurata sul circuito anodico, sia di carattere capacitivo, con angolo di perdita trascurabile, almeno per un determinato campo di frequenza.

Lo schema equivalente del circuito, se si introducono alcune lecite semplificazioni, è rappresentato nella figura 2, essendo S la pendenza del tubo. Occorre introdurre senz'altro una capacità al posto di R_2,

mentre si deve stabilire il tipo di impedenza rappresentato da R_1 in modo che risulti trascurabile l'angolo di perdita della impedenza risultante.

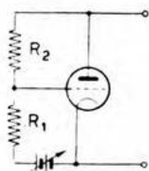


Fig. 1. — Impedenza funzione di una tensione.

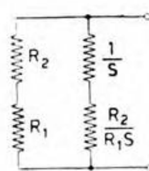


Fig. 2. — Schema equivalente semplificato.

Si procede per approssimazioni successive; dapprima si pone al posto di R_1 una resistenza pura; in seconda approssimazione, a tale

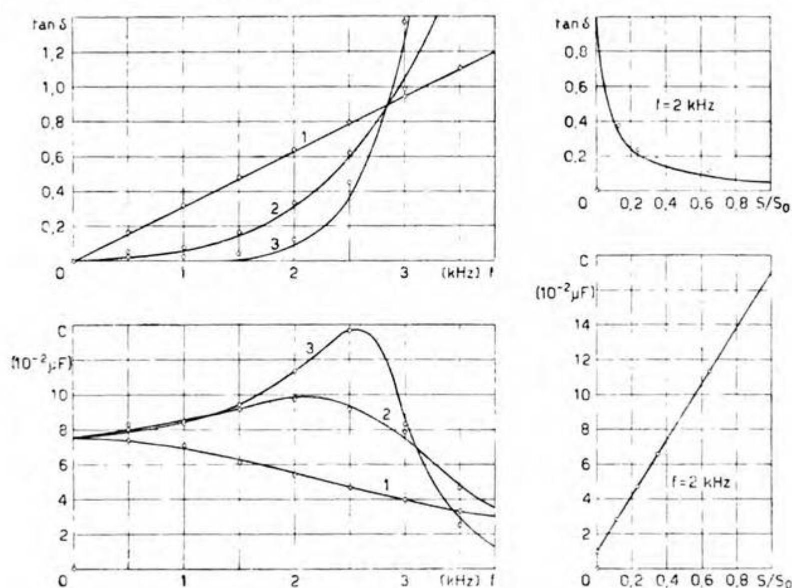


Fig. 3. — Angolo di perdita e capacità equivalente in funzione della frequenza e della pendenza: 1 - circuito non compensato (prima approssimazione); 2 - circuito compensato (seconda approssimazione); 3 - circuito compensato (terza approssimazione). Le curve sono state calcolate, i punti misurati.

resistenza si collega una induttanza in serie; ed infine al sistema così ottenuto si aggiunge una capacità in parallelo alla resistenza. Col circuito così costituito si ottiene, scegliendo opportunamente i valori delle

grandezze sopraccennate, la capacità equivalente richiesta. Essa è funzione della pendenza e quindi della tensione applicata alla griglia schermo. I risultati ottenuti sperimentalmente concordano abbastanza bene con quelli previsti dal calcolo. In un caso concreto si ha la possibilità di ottenere variazioni di capacità con la pendenza comprese tra 1 e $17 \cdot 10^{-2}$ μF.

Capacità ed angolo di perdita sono funzioni della frequenza, come si vede dalla figura 3; in questa viene indicato con S_0 quel determinato valore della pendenza del tubo per il quale l'angolo di perdita può essere completamente compensato.

Il circuito studiato può avere numerose applicazioni: in particolare, negli apparecchi radioriceventi a sintonia automatica, negli ululatori, come modulatore di frequenza e via dicendo.

E. Cr.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

K. C. MacLean e G. S. Wickizer — **Evanescenze irregolari di segnali di 50 MHz oltre l'orizzonte.** (Proc. I. R. E., agosto 1939, XXVII, 8, pag. 501-506, con 12 fig.).

Allo scopo di raccogliere informazioni sul comportamento delle onde cortissime nella propagazione al di là dell'orizzonte visivo, sono state registrate sistematicamente le intensità di campo irradiate, alle frequenze di 52,75 MHz e di 49,5 MHz, dall'« Empire State Building » di New York e ricevute in tre diverse località, situate in linea retta con il trasmettitore. Le distanze tra i ricevitori ed il trasmettitore sono rispettivamente di 51 km, 116 km e 276 km; il primo ricevitore è compreso entro l'orizzonte visivo del trasmettitore, gli altri due risultano rispettivamente di 200 m e di 3500 m all'incirca più bassi della visuale diretta.

I valori trovati per l'intensità media di campo confermano i risultati già noti, secondo i quali detta intensità è inversamente proporzionale al quadrato della distanza, entro l'orizzonte visivo, ed alla quarta potenza della distanza, al di là di esso. Si osservano inoltre forti aumenti dell'intensità media, qualunque sia la distanza dal trasmettitore, specialmente frequenti nelle ore notturne; essi possono essere attribuiti a fenomeni di rifrazione delle onde nei bassi strati atmosferici. Nelle stazioni più lontane la massima intensità di campo raggiunge anche 20 dB al di sopra del valore medio. Al di qua dell'orizzonte si osservano lente variazioni comprese entro un intervallo di 10 dB; al di là si hanno invece variazioni lente e rapide di intensità maggiore. Eccettuato un generale aumento dell'intensità di campo durante la notte, non si riscontra nessuna relazione evidente tra le evanescenze che si verificano nelle ricezioni delle due stazioni poste sotto l'orizzonte.

R. S.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

D. M. ROBINSON — **Il comando ultrasonoro della luce e la sua applicazione alla televisione, con speciale riferimento al ricevitore televisivo Scophony.** (Proc. I. R. E., agosto 1939, XXVII, 8, pag. 483-486, con 6 fig.).

J. SIEGER — **Progetto e costruzione di ricevitori televisivi secondo il sistema ottico Scophony per l'analisi.** (Proc. I. R. E., agosto 1939, XXVII, 8, pag. 487-492, con 11 fig.).

G. WIKKENHAUSER — **Sincronizzazione dei ricevitori televisivi Scophony.** (Proc. I. R. E., agosto 1939, XXVII, 8, pag. 492-496, con 9 fig.).

H. W. LEE — **Considerazioni sul progetto ottico di un moderno ricevitore televisivo con analizzatori mobili.** (Proc. I. R. E., agosto 1939, XXVII, 8, pag. 496-500, con 6 fig.).

I ricevitori televisivi attuati mediante un tubo a raggi catodici rappresentano oggi, indubbiamente, la soluzione più semplice e più economica del problema della ricezione televisiva, finchè ci si accontenta di quadri di piccole dimensioni, i quali possano essere osservati direttamente sullo schermo fluorescente. Quando però si vogliano ottenere immagini di grandi dimensioni, il tubo a raggi catodici non rappresenta più la soluzione ideale, specialmente in vista della grande difficoltà di conseguire sul quadro proiettato flussi luminosi sufficientemente elevati.

Una soluzione del problema della ricezione televisiva con immagini di grandi dimensioni è offerta dal sistema Scophony, nel quale l'immagine viene riprodotta per linee orizzontali, anzichè per punti, e quindi col vantaggio di un elevato rendimento luminoso. Il principio su cui è fondato il sistema in parola deriva da ricerche di Debye e Sears, i quali, nel 1932, dimostrarono che un fascio di luce, attraversando un liquido che sia sede di onde elastiche ultrasonore, subisce una diffrazione analoga a quella prodotta da un reticolo. Il primo brevetto relativo all'applicazione di tale principio alla ricezione televisiva è del 1934.

Una cella ultrasonora consente di modulare il fascio di luce emesso da una sorgente indipendente, la quale può essere scelta con criteri puramente ottici (splendore, rendimento luminoso, colore). Essa presenta un'inerzia trascurabile, richiede poca energia per il suo funzionamento, consente la più alta definizione delle immagini con un ragionevole rendimento luminoso. Il fascio di luce modulato può essere proiettato direttamente sullo schermo, senza ricorrere a lenti costose di grande apertura. La cella è di costruzione semplice, ha vita illimitata, è robusta e stabile e può essere eccitata per mezzo di un normale tubo ricevente d'uscita. Infine, il sistema permette di estendere alla ricezione il principio di accumulazione dei segnali visivi, che ha consentito tanti progressi nella trasmissione.

La cella ultrasonora consiste in un recipiente di vetro, parallelepipedo, riempito di un liquido trasparente (acqua, etano, ...) e chiuso ad un'estremità da un cristallo piezoelettrico, la cui frequenza propria è all'incirca tra 10 e 20 MHz. Il cristallo è messo in vibrazione da una tensione di frequenza prossima a quella di risonanza, modulata in ampiezza dai segnali visivi. Le vibrazioni del cristallo provocano la propagazione di perturbazioni elastiche nel liquido, le quali generano la diffrazione di un fascio di luce che attraversi la cella in senso parallelo alle fronti d'onda delle perturbazioni elastiche.

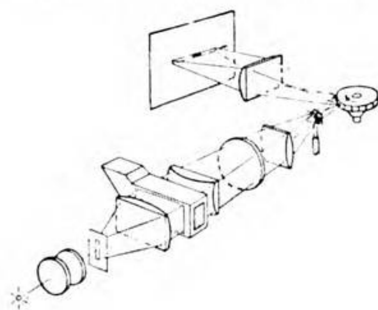


Fig. 1 - Schema di principio del ricevitore Scophony.

L'intensità degli spettri di diffrazione così ottenuti è proporzionale all'ampiezza della tensione ad alta frequenza che eccita il cristallo. Quindi, se si intercetta la luce che attraversa normalmente la cella senza subire diffrazione, la luce rimanente può fornire un'immagine della distribuzione delle perturbazioni elastiche esistenti nel liquido della cella.

Poichè le onde elastiche si propagano nel liquido con una velocità finita (di circa 1000 m/s), la distribuzione delle perturbazioni ultrasonore lungo la cella riproduce in ogni istante la distribuzione dei segnali visivi durante il tempo impiegato da dette perturbazioni a percorrere la lunghezza della cella. Se questo tempo coincide con quello necessario ad esplorare una linea dell'immagine trasmessa, mediante un sistema di lenti capace di fornire sullo schermo l'immagine di tutta la cella, si ottiene sullo schermo stesso la riproduzione di una linea dell'immagine.

Per effetto del moto progressivo continuo delle onde elastiche nella cella (alla fine della quale è disposto uno schermo assorbente per evitare riflessioni) i particolari dell'immagine scorrono lungo la linea proiettata e sono quindi invisibili. Se però la luce raccolta dalla cella viene mandata su uno specchio poligonale rotante, il quale faccia scorrere l'immagine con la stessa velocità dovuta al movimento delle onde ultrasonore, ma in senso contrario, i particolari risultano « fissati » e diventano visibili. Lo schema di principio è illustrato nella figura 1.

Un secondo specchio poligonale rotante trasporta poi l'immagine nel senso verticale, in modo da completare la formazione del quadro.

La riproduzione dell'immagine trasmessa viene così eseguita per linee orizzontali complete, anzichè per punti, ed ogni particolare dell'immagine risulta illuminato per tutto il tempo impiegato dalle onde ultrasonore a percorrere la lunghezza della cella. La piena efficienza del sistema viene conseguita con l'uso di opportune lenti cilindriche.

Nella figura 2 è riportata la forma costruttiva della parte ottica di un ricevitore Scophony. Nella figura 3 è riprodotto un proiettore installato al teatro Odeon di Londra; esso comprende una normale lampada ad arco per cinematografo, a destra della quale sono visibili alcune facce dello specchio a tamburo a bassa velocità; tutti gli apparati elettrici sono incorporati in un unico blocco in modo che le sole connessioni

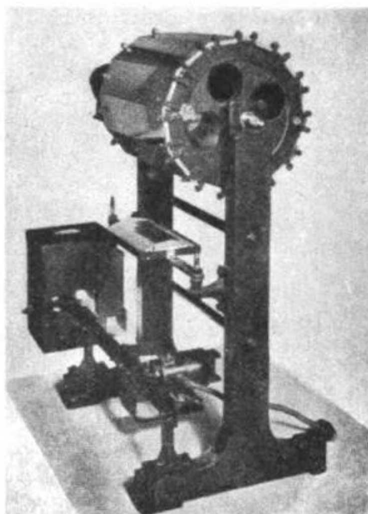


Fig. 2. - Apparato ottico di un ricevitore Scophony.

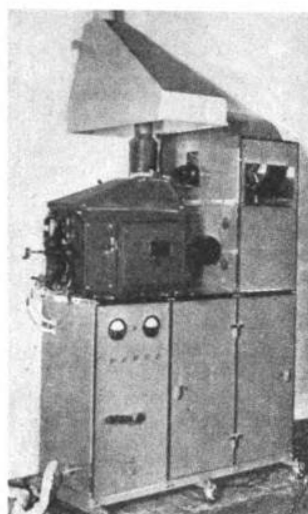


Fig. 3 - Proiettore televisivo da teatro secondo il sistema Scophony.

necessarie sono quelle per l'antenna, per l'alimentazione a corrente alternata e per l'alimentazione a corrente continua dell'arco.

I problemi più interessanti, che si sono dovuti risolvere nell'attuazione dei ricevitori Scophony, riguardano la costruzione e il comando dello specchio rotante ad alta velocità. Essendo la sua velocità dell'ordine di 30 000 giri al minuto, esso deve avere il minimo momento d'inerzia possibile. Il motore di trascinamento è stato costruito collegando su di un unico asse un rotore a gabbia, per l'avviamento, e un rotore di motore sincrono del tipo a ferro rotante, al quale vengono mandati i segnali di sincronismo.

Per ottenere una definizione elevata dell'immagine è infine necessario che la fase dell'oscillazione del generatore dei segnali di sincronismo varii poco e lentamente rispetto a quella della tensione di rete.

I risultati ottenuti con gli oscillatori elettronici e meccanici di uso corrente sono stati poco soddisfacenti. Si è allora costruito un generatore meccanico, costituito da un disco dentato ruotante alla velocità

di 125 giri al secondo tra due anelli dentati fissi. Per generare i segnali si usa la variazione di capacità tra gli statori dovuta alla rotazione del rotore. Poichè tutti i denti agiscono contemporaneamente, le loro differenze angolari e le eventuali eccentricità del rotore e degli statori si compensano. I risultati in tal modo ottenuti sono molto superiori a quelli forniti da tutti gli altri sistemi sperimentati.

R. S.

R. R. Law — **Contrasto nei cinescopi.** (Proc. I. R. E., agosto 1939, XXVII, 8, pag. 511-524, con 16 fig.).

Il contrasto tra due superficie o due elementi di superficie diversamente illuminati può essere misurato, da un punto di vista oggettivo, dal rapporto tra i rispettivi splendori, preso in modo che risulti sempre maggiore dell'unità.

Al fine di una buona riproduzione di immagini si deve disporre di una vasta scala di mezzi toni e quindi è necessario che il contrasto totale, tra il massimo ed il minimo splendore ottenibili, sia il più grande possibile. Inoltre, per avere un'alta definizione dei particolari delle immagini, occorre poter attuare un contrasto elevato tra gli elementi adiacenti dell'immagine.

Il massimo contrasto conseguibile nel caso di cinescopi è limitato dalla luce che le regioni più brillanti dell'immagine rimandano verso quelle più oscure; la stessa causa limita il valore del contrasto tra elementi adiacenti. Tale illuminazione diffusa è dovuta a diversi fenomeni, ognuno dei quali definisce un fattore di limitazione del contrasto.

In primo luogo, essendo lo schermo fluorescente foggiato secondo una superficie curva, un'illuminazione diretta delle zone scure può

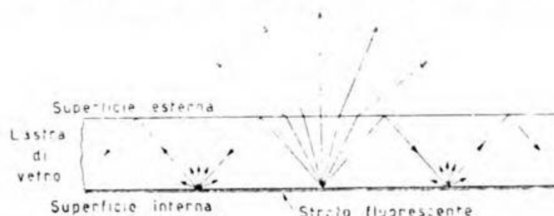


Fig. 1. — Sezione trasversale dello schermo di un cinescopio, con la dimostrazione della formazione di alone per effetto di riflessioni totali interne.

essere prodotta dai raggi luminosi che, partendo dalle zone più brillanti, seguono le corde della superficie dello schermo. In secondo luogo, un'illuminazione indiretta si ha per effetto della luce che viene riflessa dalle superficie laterali del tubo. Una terza via di trasmissione della luce è offerta dalle pareti dello schermo, entro lo spessore delle quali si propa-

gano raggi luminosi mediante successive riflessioni totali sulle superficie interna ed esterna dello schermo stesso (fig. 1); questa forma di illuminazione fa sì che intorno ad un punto illuminato, posto al centro di una regione scura, si formino cerchi sfumati di splendore decrescente; perciò l'effetto delle riflessioni totali interne viene chiamato « effetto di alone » (*halation*).

Oltre a queste cause principali di riduzione del contrasto, si riconoscono cause secondarie, quali l'illuminazione diffusa dell'ambiente e la dispersione degli elettroni; di esse l'autore non si occupa, perchè le ritiene facilmente eliminabili.

Osservazioni sperimentali e considerazioni teoriche (limitate queste ultime agli effetti di curvatura dello schermo e di alone) sul calcolo del contrasto tra una zona uniformemente illuminata ed un punto nero posto al suo centro, hanno condotto ai seguenti valori limiti del contrasto per i cinescopi di costruzione ordinaria:

per effetto delle riflessioni sulle pareti del tubo 200,
per effetto della curvatura dello schermo 70,
per effetto di alone 6.

Quindi la causa che maggiormente ostacola la formazione di immagini con alti valori di contrasto è rappresentata dall'alone e cioè dalle riflessioni nello spessore del vetro dello schermo.

L'esame teorico e sperimentale, a cui si è accennato, unitamente alla determinazione sperimentale del contrasto ottenibile in un'immagine illuminata soltanto su una metà della sua area, hanno condotto alle seguenti osservazioni.

Definito come « percentuale di contatto ottico » il rapporto tra l'area dello schermo coperta dai cristalli fluorescenti, che sono in diretto contatto con il vetro, e l'area totale dello schermo stesso, si trova che il contrasto aumenta diminuendo la percentuale di contatto ottico. A questo riguardo i cinescopi, in cui i cristalli fluorescenti sono spruzzati sulla superficie del vetro, dànno la più elevata percentuale di contatto ottico (circa il 30 %); seguono i cinescopi, in cui il materiale fluorescente è depositato da una sospensione liquida, con una percentuale di contatto ottico di circa 20 %; ultimi vengono i cinescopi, in cui il materiale fluorescente è deposto su di uno strato di materiale fissatore, con una percentuale di contatto ottico di circa il 15 %. Questi ultimi sono quindi da preferirsi al fine di ottenere i massimi contrasti.

All'aumentare dello spessore del vetro dello schermo diminuisce l'effetto di alone; quindi conviene usare schermi relativamente spessi.

Finalmente, diminuendo il fattore di trasmissione della luce del vetro dello schermo si diminuisce ancora, fino a un certo limite, l'effetto di alone. Le condizioni migliori si ottengono con un coefficiente di assorbimento di circa il 20 %. Tale risultato è raggiungibile, sia inserendo uno strato di materiale opaco tra i cristalli fluorescenti ed il vetro, sia mediante l'uso di vetri speciali.

L'autore conclude che i cinescopi a spruzzo, essendo i più economici, sono ancora quelli da preferirsi, purchè si preveda un sufficiente assorbimento della luce da parte del vetro e si costruiscano gli schermi con spessore relativamente elevato (circa il 2 % della larghezza dell'immagine). Per un'immagine media, in cui le zone fortemente illuminate coprono una porzione relativamente piccola dell'intera area dell'immagine, il contrasto totale può anche essere di 50 o 100 unità, mentre il contrasto nei particolari può raggiungere 20 unità. Questi risultati sono paragonabili a quelli delle carte fotografiche ordinarie. Maggiori contrasti nei particolari (fino a 35), ma non nell'insieme, si ottengono diminuendo la percentuale di contatto ottico con l'uso degli altri tipi, più costosi, di cinescopi.

R. S.

TUBI ELETTRONICI.

W. S. PERCIVAL — **Resistenza elettricamente "fredda,,** (W. E., maggio 1939, XVI, 188, pag. 237-240, con 2 fig.).

È noto come la tensione di rumore ai capi di una resistenza dipenda dalla sua temperatura; per analogia conviene esprimere inversamente la tensione di rumore prodotta a vuoto da un tubo elettronico, o da un circuito contenente tubi, con valori di temperatura equivalente. Tali valori sono di solito notevolmente al di sopra della temperatura dell'ambiente; tuttavia un circuito può comportarsi, entro una certa gamma di frequenze, come se la sua temperatura fosse considerevolmente al di sotto di quella dell'ambiente, se si utilizza opportunamente la controreazione.

Detta R la resistenza di un bipolo, costante entro un campo di frequenze di estensione Δf, ΔE la tensione efficace di rumore ai capi del bipolo, k la costante di Boltzmann, T la temperatura effettiva, si può scrivere:

$$T = \frac{(\Delta E)^2}{4\, k\, R\, \Delta f},$$

qualunque sia la natura del bipolo. Per altro, nel caso di tubi (contrariamente a quel che accade per resistenze ordinarie), una tale temperatura non è misurabile direttamente con un termometro; si verrebbe in tal modo a perdere il significato termodinamico della grandezza. È tuttavia possibile e conveniente estendere anche qui i concetti della termodinamica, ricordando che due corpi sono in equilibrio termico quando hanno la stessa temperatura; ora, nel nostro caso, si può definire che un bipolo di resistenza R ed una resistenza reale di uguale valore R si considerano ad uguali temperature quando producono uguali tensioni ed uguali correnti, cosicchè essi risultano in equilibrio quando sono connessi attraverso un filtro passa-banda Δf.

Come è stato messo in evidenza da un precedente articolo (1), mentre non v'è limite superiore alla temperatura di un diodo (o di un triodo con griglia e placca connesse attraverso una grande capacità), esiste un limite inferiore ed è uguale alla metà della temperatura del catodo.

È possibile scendere al di sotto di un tale valore, cioè far funzionare un tubo come se fosse immerso in un refrigerante?

Tale possibilità è esaminata in tre casi: griglia e anodo connessi per la corrente alternata; griglia e catodo connessi pure per la corrente alternata; circuiti anodico e di griglia accoppiati con trasformatore in salita, avvolto in modo da provocare controreazione (fig. 1).

Indicati con T_c la temperatura del catodo, con μ il coefficiente d'amplificazione e con σ il rapporto di trasformazione, si deducono per la temperatura minima equivalente rispettivamente i valori $\frac{T_c}{2}$, $\frac{\mu T_c}{2}$, $\frac{T_c}{2\sigma}$.

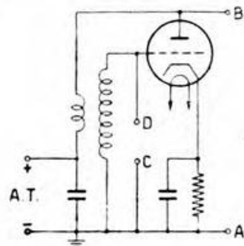


Fig. 1. — Circuito anodico accoppiato a quello di griglia attraverso un trasformatore elevatore, con gli avvolgimenti disposti in modo da produrre controreazione.

Dal terzo caso appare possibile rendere σ così grande che il tubo funzioni come se la sua temperatura fosse al di sotto di quella ambiente.

Nelle misure eseguite si è raggiunta la temperatura più bassa (70°K) con un tubo MH41 e con un rapporto $\sigma = 1 : 16$. Essendo la temperatura effettiva di 700°K, la temperatura teorica sarebbe dovuta scendere a 700°K/16 = 44°K: la differenza viene attribuita alle dispersioni del trasformatore.

Si accenna infine a due possibili applicazioni del dispositivo descritto. Se una linea di trasmissione vien chiusa sulla sua impedenza caratteristica, sia la tensione, sia l'impedenza diventano circa la metà dei valori corrispondenti a vuoto, mentre la tensione di rumore si riduce soltanto a 0,71 del valore a vuoto. Si dimezzerebbe anch'essa (cioè il rapporto tra segnale e disturbo resterebbe inalterato), se la resistenza aggiunta fosse a 0°K; tuttavia anche a 70°K il detto rapporto diminuisce di poco, al passare dalla prima alla seconda condizione. In tal caso si potrebbe quindi applicare vantaggiosamente lo schema indicato.

Un'altra possibile applicazione del dispositivo si ha per il circuito d'entrata d'un amplificatore a larga banda e forte guadagno, quando occorra aggiungere resistenza per allargare la banda, e si voglia tuttavia mantenere più alto che sia possibile il rapporto tra segnale e disturbo.

C. E.

(1) W. S. Percival e W. L. Horwood: W. E., 1938, XV, p. 128.

CRONACA TECNICA

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

Nel numero di settembre 1939 dei *Proc. I. R. E.*, V. K. Zworykin e J. A. Rajchman descrivono un nuovo modello di **moltiplicatore elettronico elettrostatico,** nel quale le placche dei successivi stadi di moltiplicazione sono superficie cilindriche, aventi per direttrici archi di circonferenza raccordati ad un segmento di retta tangente (fig. 1). Nella figura 2 sono segnate le linee equipotenziali del campo elettrostatico e le traiettorie degli elettroni da una placca alla successiva. Con questa forma degli elettrodi si migliora la concentrazione delle traiettorie elettroniche rispetto ai tipi precedenti di moltiplicatori elettronici a emissione secondaria e si riducono al minimo le limitazioni imposte dagli effetti di carica spaziale. Un moltiplicatore a dieci stadi, alimentato con 200 V per stadio e attuato con il tipo descritto di placche, avrebbe fornito un'amplificazione di corrente di $30 \cdot 10^6$. Vengono pure descritte alcune varianti costruttive ed è premesso un riassunto dei metodi oggi noti per la determinazione delle traiettorie elettroniche in un campo elettrostatico.

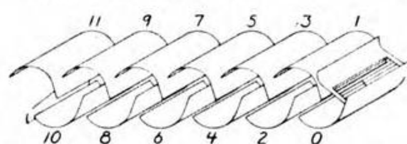


Fig. 1. — Disposizione delle placche nel nuovo tipo di moltiplicatore a emissione secondaria.

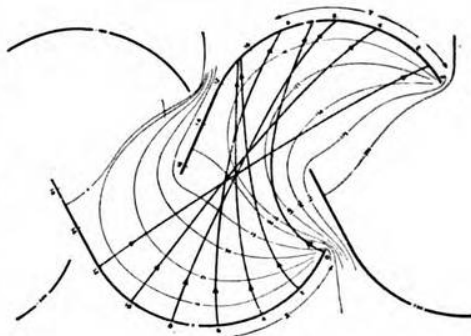


Fig. 2. — Superficie equipotenziali e traiettorie elettroniche nel nuovo tipo di moltiplicatore elettrostatico.

R. S.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Nel fascicolo di aprile 1939 dei *Proc. I. R. E.* vien descritto, in cinque articoli, un sistema di **collegamento radiotelefonico tra rete telefonica e navi** in porto o naviganti nelle acque territoriali.

Le caratteristiche principali di tale collegamento sono le seguenti: l'area di servizio della stazione risulta ristretta, per il fatto che il servizio è principalmente locale; il personale è limitato; l'installazione deve contenersi in uno spazio ridotto; il sistema deve essere perciò il più semplice possibile sia dal punto di vista tecnico sia da quello del funzionamento, tanto per l'apparecchiatura sulla nave quanto per quella a terra.

Dopo alcune considerazioni sulla banda di frequenza usata, compresa fra 2 e 3 MHz, sulla potenza che si ritiene necessario irradiare (400 W per le basi a terra, 50 W e 15 W per le stazioni sulle navi), viene fatto, da C. N. Anderson e H. M. Pruden, un rapido accenno agli ultimi perfezionamenti nelle apparecchiature installate a terra, che eliminano tutte le manovre da parte degli operatori tecnici. Questo risultato è consentito da:

a) un comando a cristallo della frequenza, tanto per la stazione a terra quanto per quella sulla nave;

b) un dispositivo che regola l'amplificazione ed è azionato dalla voce stessa, denominato « vogad » (*voice operated gain adjusting device*);

c) un dispositivo antidisturbo, che consente la ricezione in presenza di una qualunque delle portanti della rete ed è regolato in modo da risultare sensibile ad un livello di poco superiore a quello dei disturbi, denominato « codan » (*carrier-operated device anti-noise*);

d) un sistema di segnalazione selettiva, che permette di chiamare una nave qualsiasi, semplicemente manovrando un disco combinatore, il quale trasmette una serie di segnali azionanti una suoneria sulla nave chiamata.

Separatamente S. B. Wright, S. Doba ed A. C. Dickieson descrivono il « vogad », cioè il dispositivo di comando automatico dell'amplificazione, che funziona entro un rapporto di potenze di circa 40 decibel ed ha una caratteristica di trasmissione uniforme entro $\pm$ 1 decibel, fra 200 e 6000 Hz, per tutti i valori di amplificazione. Le varie parti, di cui esso è costituito, si possono raggruppare, in rapporto alle corrispondenti funzioni nel comando manuale, come segue:

1) un dispositivo per variare l'amplificazione;

2) un integratore che determina di quanto e in quale verso deve essere variata l'amplificazione;

3) un circuito che risponde a segnali di entrata superiori ad un certo valore, determinato dal livello dei disturbi, e agisce sul dispositivo 1 nel senso di creare una differenza fra livello della voce e livello dei disturbi;

4) un circuito che risponde a segnali di uscita superiori ad un determinato valore, per impedire il funzionamento del dispositivo precedente;

5) un circuito che funziona nel senso di ridurre l'amplificazione quando l'uscita supera un certo valore critico.

Due apparati radiotelefonici completi per l'uso su navi vengono descritti da R. S. Bair, che discute anche le condizioni di semplicità di funzionamento a cui devono soddisfare. Le apparecchiature hanno una potenza rispettivamente di 50 e di 15 W. Il trasmettitore e il ricevitore sono montati su uno stesso pannello e hanno un comando a cristallo della frequenza, necessario per il funzionamento del sistema di segnalazione selettiva prima descritto. L'alimentazione viene effettuata con un gruppo motore-alternatore-raddrizzatore.

Il ricevitore delle stazioni sulla costa, descritto da H. B. Fischer, è un ricevitore supereterodina ad elevata selettività, ed è progettato per funzionare a considerevole distanza dall'apparecchiatura telefonica terminale, alla quale è collegato attraverso cavi; esso può essere comandato a distanza ed è pure provvisto del dispositivo antidisturbo « codan ». Un oscillatore campione, incorporato nell'apparecchiatura, serve per comandare dalla centrale telefonica il funzionamento del ricevitore e per misurare le deviazioni di frequenza dei segnali ricevuti.

È prevista una batteria di alimentazione di riserva, che viene connessa automaticamente al ricevitore, quando manca la potenza primaria alternata di alimentazione. Tutta l'apparecchiatura è montata in due cassette a tenuta d'acqua, le quali possono essere installate sullo stesso palo telefonico che sostiene l'antenna ricevente.

Vengono in fine riassunte da W. M. Swingle e A. Bailey le caratteristiche complete del collegamento, fra le quali sono da segnalare la modesta potenza impiegata, il minimo numero di personale tecnico occorrente per il funzionamento, e l'esiguo costo di esercizio. Segue una descrizione generale dell'impianto, che parte dall'esame delle località per l'installazione delle trasmittenti e delle riceventi, e termina con uno schema delle operazioni da eseguire per la chiamata di una nave o da una nave, simili a quelle usate per le ordinarie chiamate telefoniche a grande distanza.

G. Pr.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

C. Crescini. — *Principi fondamentali di elettroacustica teorica ed applicata.* — U. Hoepli, Milano, 1939. — Un volume di 396 pagine con 312 figure, 12 tabelle e 10 nomogrammi fuori testo. — Prezzo L. 60.

Il volume presenta molte ragioni di interesse: fra le altre, importantissima, quella che si tratta del primo libro italiano su di un tema, il quale, pur essendo in rapido e florido sviluppo, è tuttavia bene inquadrato entro limiti definiti ed è già stato oggetto di alcuni riusciti schemi di esposizione.

Non è premessa una prefazione che chiarisca in modo esplicito l'intendimento dell'autore. Ma lo scopo da lui perseguito sembra essere stato di fornire agli ingegneri ed ai tecnici italiani un testo moderno di elettroacustica, nel quale su di una sicura base teorica si appoggiasse l'esposizione ordinata delle questioni più importanti, e si procurasse, in questa seconda parte, opera non soltanto utile a coloro che hanno già un certo grado di preparazione matematica, ma anche a quelli che sono più preparati ad apprezzare il lato fisico e pratico delle varie questioni elettroacustiche. Se tutto ciò era negli intendimenti, si può dire subito che lo scopo è pienamente raggiunto: ad una esposizione semplificata, ma sempre vigile, dei principi teorici, fa sèguito una rassegna degli apparecchi elettroacustici, analizzati nel loro funzionamento, negli elementi costruttivi e nelle caratteristiche di uso, svolta in forma piana e prevalentemente pratica.

La trattazione si attiene dunque ad una linea ormai consueta, che ricorda di quando in quando opere già assai note agli specialisti e che talvolta vengono anche esplicitamente richiamate. Se manca una impostazione originale, che per altro, dato lo scopo del libro ed il genere dei lettori a cui è diretto, non era necessaria, non fanno invece difetto la serietà della preparazione dell'autore e la consapevolezza delle responsabilità, in cui incorre chi si accinga ad opere di questa natura: serietà e consapevolezza, che distinguono il presente libro da altri che talvolta appaiono nello stesso od in settori affini.

Il volume consta di quattordici capitoli. Il primo è dedicato alla esposizione delle leggi fondamentali sulla propagazione delle onde sonore

ed alla definizione delle principali grandezze acustiche; il secondo tratta dei sistemi elettrici, meccanici ed acustici, illustrandone le proprietà essenziali e le relazioni analitiche tra le principali grandezze. All'illustrazione delle analogie ed all'utilizzazione dei sistemi equivalenti sembra che si sarebbe potuto dedicare utilmente maggiore spazio, soprattutto per meglio chiarirne il significato puramente formale e per indicare la possibilità di altre analogie. Più ampio spazio è assegnato ai sistemi acustici, per illustrare la proprietà dei vari tipi di sorgenti sonore: pistone vibrante, sorgente sferica semplice, doppia sorgente, e così via.

Segue il capitolo che tratta delle proprietà acustiche delle trombe, analizzate in modo completo, sì da fornire una base efficace sotto ogni aspetto per lo studio degli altoparlanti a tromba, che viene svolto nel sesto capitolo.

Il capitolo quarto contiene la classificazione (puramente esteriore) degli altoparlanti e la descrizione (soltanto qualitativa ed alquanto sommaria) di quelli magnetici, elettrostatici, a nastro e ad aria compressa. Il parco trattamento riservato allo studio di questi altoparlanti è giustificato dal fatto che alcuni sono tipi ormai vecchi ed altri sono soltanto promesse.

Il quinto capitolo è dedicato all'altoparlante elettrodinamico a cono ed il sesto, come si è detto, a quello elettrodinamico a tromba. Questa parte è una delle più succose del volume; all'esposizione delle proprietà generali fa seguito un'analisi delle caratteristiche dei vari componenti, la quale scende, soprattutto per gli altoparlanti a tromba, a fornire dati numerici e schemi di calcolo per la progettazione degli apparati, suscettibili ormai, come viene giustamente fatto rilevare, di un vero e proprio progetto secondo il significato tecnico del termine.

Ad un capitolo settimo, che espone qualitativamente le caratteristiche dei telefoni, segue l'ottavo dedicato allo studio dei campi magnetici di eccitazione: ecco di nuovo un capitolo di contenuto concreto e di notevole interesse, con abbondanza di dati numerici e sperimentali.

Un lungo capitolo, il nono, è per i microfoni: in forma prevalentemente descrittiva (e francamente non si vede altra maniera) vengono passati in rassegna tutti i più importanti microfoni, riportando ordinatamente notizia del principio di funzionamento e delle caratteristiche delle attuazioni pratiche. Date la grande varietà di tipi e le intrinseche fondamentali differenze fra l'uno e l'altro, sarebbe certamente riuscita assai utile un'attenta cura al modo di classificarli, sì che meglio sarebbero risultate le ragioni che possono spingere a scegliere un tipo piuttosto che un altro.

Nel decimo capitolo si descrivono i vari sistemi per la registrazione dei suoni: la rassegna forzatamente succinta è tuttavia chiara e completa nelle sue linee generali; non avrebbe nociuto qualche dato più preciso sulla gamma di frequenze, sulla distorsione non lineare e sul rumore di fondo relativi ai vari sistemi.

Alla piezoelettricità nell'acustica è dedicato l'undecimo capitolo e la novità giustifica il trattamento di preferenza. Microfoni, altoparlanti e rilevatori piezoelettrici vengono brevemente descritti, dopo che si sono esposte le proprietà fisiche essenziali del sale di Rochelle.

Completano il volume un chiaro capitolo sull'acustica fisiologica ed uno assai lungo sugli impianti sonori. Quest'ultimo, senza dubbio utile, lascia tuttavia qualche insoddisfazione per la quantità delle cose affrettatamente esposte. Il quattordicesimo capitolo — di complementi — contiene le istruzioni per l'uso di dieci interessanti nomogrammi e l'illustrazione di alcune tabelle. Con i primi l'autore si è proposto di facilitare alcuni calcoli più frequenti, come quelli delle trombe esponenziali, delle bobine di eccitazione degli altoparlanti elettrodinamici, dei trasformatori microfonici e degli attenuatori. Sarebbe stato bene riprodurli in dimensioni maggiori; essi saranno comunque utili ed apprezzatissimi.

Il libro finisce con una raccolta di definizioni dei termini più importanti di acustica ed elettroacustica, tratti in parte, come viene avvertito, da recenti proposte americane. Anche se non si concorda su tutte quelle definizioni, si deve purtuttavia riconoscere che esse appaiono sempre corrette e quindi destinate — se, come è giusto augurare, saranno lette e ritenute — a diffondere l'uso di una terminologia esatta.

In conclusione, l'opera è senza dubbio pregevole e ne sono raccomandabili la lettura e lo studio. Può non essere inopportuno segnalare alcuni rilievi.

Nell'esposizione dei principi fondamentali dell'elettroacustica, che il volume promette e di cui nel complesso mantiene bene l'impegno, sarebbe stato desiderabile che dell'acustica delle onde di grande ampiezza si fornisse un cenno un po' più ampio che non quello che se ne dà in effetti, soprattutto per il notevole interesse che la questione riveste per l'emissione di potenze acustiche rilevanti. Osserviamo fra l'altro che sono citati, a questo proposito, lavori stranieri, mentre non si fa cenno di qualche contributo italiano certamente non meno interessante di alcuni dei lavori citati.

Opportuna sarebbe stata la notizia dei metodi principali per la taratura dei microfoni, poichè la taratura di un microfono è punto fondamentale e di partenza per qualsiasi misura elettroacustica; così non era fuor di luogo un più ampio cenno sui metodi di prova degli altoparlanti. Se la taratura dei microfoni è questione prevalentemente di laboratorio, che non dovrebbe tuttavia essere tralasciata in un'esposizione dei principi fondamentali dell'elettroacustica, analoga giustificazione non può valere per i metodi di prova degli altoparlanti, questione che interessa invece da vicino pure il più modesto costruttore.

Un'accurata revisione generale, anche soltanto formale, sarebbe stata assai utile e potrà essere fatta in una seconda edizione: essa eliminerà senza dubbio le sviste e le imprecisioni che si notano qua e là.

Si è preferito non far uso del sistema di unità di misura Giorgi:

in verità, purtroppo, esso non è ancora sufficientemente introdotto nell'acustica applicata, ciò che complica singolarmente la trattazione dei problemi elettroacustici, ma si poteva con vantaggio usarlo per le unità magnetiche. In ogni modo l'uso di unità promiscue avrebbe potuto consigliare di indicare sempre o molto più spesso le unità di cui si faceva via via uso nelle formule.

Sembra che l'autore preferisca definire le caratteristiche elastiche di un sistema meccanico od acustico mediante la cedevolezza, piuttosto che con la rigidità (capitolo II): conveniva allora farne uso costante, soprattutto nei riguardi dell'indicazione di valori numerici. Nel capitolo sesto invece si usa la rigidità e nel capitolo precedente si è usata la cedevolezza, indicandone costantemente in modo non esatto l'unità di misura.

Le fotografie riprodotte sono, esclusivamente o quasi, di apparecchi stranieri: la produzione italiana, particolarmente nel campo degli altoparlanti e dei fonorilevatori, avrebbe meritato una maggiore benevolenza.

Alla fine di ogni capitolo si trova una buona bibliografia dei lavori essenziali, che permettono al lettore volenteroso di addentrarsi nei particolari dei problemi esaminati. Con piacere si sarebbe visto citato qualcuno dei lavori italiani che indubbiamente meritano considerazione: un libro e due soli articoli sono ricordati e di questi uno che non contiene nulla di originale o di nuovo.

La presentazione tipografica è buona e le figure sono sempre assai chiare.

An. Gi.

***

H. F. OLSON a. F. MASSA. — *Applied acoustics.* — Second edition. — P. Blakiston's Son, Philadelphia, 1939. — Un volume di XVIII-494 pagine, con numerose figure. — Prezzo 5,50 dollari.

È questa la seconda edizione di un trattato di acustica applicata, che ha giustamente avuto un grande successo (1): è infatti pregio singolare dell'opera, e non piccolo merito dei due autori, l'avere offerto una trattazione nello stesso tempo precisa ed accurata, oltre che utile ai fini pratici.

La presente edizione non differisce sostanzialmente dalla prima: le varianti non alterano il carattere del volume, ma ne integrano e migliorano varie parti in misura sensibile.

Fra le novità salienti sono da segnalare una più ampia trattazione dei microfoni piezoelettrici e la descrizione dei nuovissimi microfoni tubulari. Tutto un nuovo capitolo, l'ottavo, è dedicato agli altopar-

(1) A. F., 1935, IV, p. 97.

lanti a tromba, le cui proprietà sono trattate in modo assai completo ed esauriente.

Questa nuova edizione, come l'altra, è esclusivamente basata sulla letteratura americana; per quanto la tecnica elettroacustica americana sia senza alcun dubbio molto progredita, il non tenere conto dei contributi europei è certamente una manchevolezza e non si può fare a meno di mettere in guardia colui che, letto questo volume, pensasse di conoscere il quadro completo delle attuali conoscenze di elettroacustica.

L'esposizione è integrata da nitide fotografie e da numerosi interessanti diagrammi.

An. Gi.

***

H. BRUECKMANN. — *Antennen. Ihre Theorie und Technick.* — S. Hirzel, Leipzig, 1939. — Un volume di XIV-339 pagine, con 169 figure e 2 tabelle. — Prezzo R.M. 20,50 (legato R.M. 22).

Nella prefazione l'autore enuncia il proposito di fare un'esposizione generale su basi scientifiche dello stato attuale della teoria e della tecnica delle antenne. Il còmpito non facile viene svolto con semplicità ed eleganza, senza ricorrere a mezzi matematici elevati e adoperando spesso curve e tabelle per chiarire le formule ottenute.

Questo è uno dei pochi libri sulle antenne in cui accanto ai risultati teorici siano presentate armonicamente le attuazioni tecniche corrispondenti.

La prima parte, sulla teoria e tecnica generale, comprende i seguenti capitoli:

1 - Fondamenti fisici della radiazione elettromagnetica. 2 - Distribuzione della corrente e della tensione. 3 - Distribuzione della radiazione (distribuzione dell'intensità del campo a grandi distanze). 4 - Radiazione orizzontale (altezza efficace). 5 - Intensità del campo a piccole distanze dall'antenna. 6 - Potenza di radiazione e resistenza di radiazione. 7 - Accoppiamento per radiazione. 8 - Reattanza di singole antenne. 9 - Perdite dell'antenna. 10 - Problemi riguardanti la tensione (isolamento delle antenne).

Le diverse forme d'antenne vengono descritte tecnicamente nella seconda parte che consta di altri cinque capitoli:

11 - Fenomeni di propagazione. 12 - Antenne per la trasmissione nella zona che utilizza l'onda diretta. 13 - Antenne antievanescenza per la radiodiffusione. 14 - Antenne per la trasmissione in zone lontane. 15 - Antenne per radiogoniometria.

La terza parte espone schematicamente le misure relative alle antenne ed i procedimenti con cui si effettuano. I suoi capitoli sono:

16 - Distribuzione della corrente. 17 - Misura della radiazione (altezza efficace). 18 - Distribuzione della radiazione. 19 - Resistenza di radiazione. 20 - Reattanza. 21 - Potenza d'antenna, rendimento,

resistenza di perdita. 22 - Onde proprie, onde di risonanza. 23 - Resistenza caratteristica, capacità terminale.

Per lo studio delle antenne per onde corte, delle antenne per traffico transoceanico e delle misure relative, l'autore consiglia di ricorrere a tre altre opere [1] della medesima collezione « Physik und Technik der Gegenwart », sezione « Fernmeldtechnik », cui appartiene anche la presente.

Chiude il volume una ricca bibliografia (75 pubblicazioni) a cui si fa spesso riferimento durante l'esposizione. Essa è molto utile perchè, pur non avendo la pretesa di riuscire completa, comprende i lavori di tipo compilativo, che hanno servito alla elaborazione del testo.

La semplicità dell'esposizione e l'unione fra la parte teorica e quella tecnica rendono la lettura del libro assai proficua per chiunque voglia intraprendere uno studio generale sulle antenne.

G. G.



[1] O. GROOS: Einführung in Theorie und Technik der Dezimeterwellen (di cui la prima parte è stata recensita in A. F., 1938, VII, p. 268).
P. KOTOWSKI: Ueberseefunkverkehr (in corso di pubblicazione).
O. ZINKE: Hochfrequenz-Messtechnik (recensito in A. F., 1939, VIII, p. 293).

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Borse di studio del C. N. R. per allievi ricercatori elettrotecnici. — Il Comitato per l'Ingegneria (Reparto Elettrotecnico) del C. N. R. mette a concorso tre borse di studio per allievi ricercatori, che intendano avviarsi al lavoro sperimentale nel campo dell'elettrotecnica in un laboratorio universitario italiano.

Le proposte di assegnazione delle borse, in carta libera, debbono essere formulate ciascuna da un Direttore di laboratorio universitario od equiparato (di elettrotecnica o di scienze affini) ed inviate alla Segreteria del Comitato per l'Ingegneria del C. N. R. (Roma, Piazzale delle Scienze, Palazzo del C. N. R.) entro il 31 gennaio 1940-XVIII. Nella proposta il Direttore di laboratorio indica il nome dell'allievo ricercatore, a cui la borsa dovrebbe concedersi, i suoi titoli di studio, la data da cui l'assegnazione dovrebbe decorrere e l'indirizzo di massima del lavoro da intraprendere.

La concessione della borsa comporta la liquidazione di L. 540 lorde mensili, da effettuarsi a favore dell'assegnatario fino ad un massimo complessivo di L. 5400 (durata della borsa 10 mesi), oltre ad un premio di L. 1000 da concedersi al termine del periodo di 10 mesi, se impiegato dall'assegnatario in modo ben rispondente ai fini della borsa.

La liquidazione avviene per bimestri posticipati in seguito a dichiarazione favorevole del Direttore di laboratorio proponente. Essa è subordinata altresì alla dichiarazione, da parte dell'assegnatario, di non percepire per nessun titolo altri compensi e di dedicare la propria attività professionale esclusivamente al lavoro di ricerca.

La liquidazione dell'assegno cessa, anche prima del termine di 10 mesi, se per qualunque motivo cessano di essere soddisfatte le condizioni predette, o se l'assegnatario vi rinuncia, o se il Direttore ne fa proposta per insufficienza di attitudini, o di buona volontà, dimostrata dall'allievo.

Sull'assegnazione delle borse deciderà entro il febbraio 1940-XVIII il Comitato per l'Ingegneria del C. N. R.

Re.

***

Concorso della Fondazione Edoardo Agnelli - "La Stampa". — La Fondazione Edoardo Agnelli, creata da « La Stampa », nell'intento di premiare opere di pensiero e di vita italiana, mette a concorso fra gli studiosi tre premi di L. 12 000 ciascuno: uno di questi è destinato all'opera di scienza e tecnica applicate al lavoro moderno, che la Commissione esaminatrice giudichi più meritevole. « La Stampa » curerà poi, presso la Casa Editrice Mondadori, la pubblicazione in volume dell'opera premiata.

Le opere concorrenti devono unire, alla netta linea culturale, chiara esposizione e quell'organicità di composizione che, facilitandone la divulgazione in ampie zone di lettori, dimostrino non solo compiuta padronanza della materia, ma capacità di attingerne e di esprimerne gli aspetti essenziali. Il giudizio si riferirà precipuamente alla originalità della concezione e trattazione.

La Commissione si riserva, nel caso in cui l'esame delle opere presentate non dia risultati soddisfacenti, di prendere in considerazione anche quelle particolareggiate trame di opere che, attestando esattezza, maturità e specifica preparazione, diano affidamento di poter essere condotte a termine con utilità della scienza. In questo caso la Commissione proporrà al concorrente prescelto di compiere l'opera entro il minor tempo possibile per un giudizio definitivo.

Le opere — assolutamente inedite — dovranno pervenire, in cinque copie dattilografate, non oltre il 30 settembre 1940-XVIII a « La Stampa », Segreteria della Fondazione Edoardo Agnelli. Delle opere non premiate la Segreteria tratterrà quattro copie, restituendone una all'autore.

Re.

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

La notion généralisée de transducteur est très peu employée dans l'étude des radioliaisons; ce fait est principalement dû à la conviction que le théorème de réciprocité a des limites d'applicabilité très restreintes et au doute que même lorsque ces limites sont, au moins apparemment, respectées, il peut se trouver parfois en défaut. On montre que ces doutes ne sont pas fondés.

On montre en effet que le théorème de réciprocité vaut rigoureusement non seulement lorsque ε, μ, γ sont des quantités scalaires, mais même lorsqu'il s'agit d'homographies symétriques (dilatations). Cette extension peut présenter quelque intérêt dans l'étude de l'optique.

Dans le cas des radioliaisons ionosphériques, le théorème n'est plus strictement applicable à cause de la présence du champ magnétique terrestre. Mais si on considère des valeurs moyennes pendant une durée, même brève, le théorème doit être encore valable (grâce aussi à l'instabilité à courte periode de l'ionosphère) à la condition que ε, μ, γ soient des homographies linéaires et que la longueur d'onde soit très inférieure à 214 m. Des expériences qu'on a faites entre Rome et l'Afrique Orientale Italienne ont confirmé cette thèse.

En appliquant la conception généralisée de transducteur, il est enfin aisé de démontrer que le théorème de réciprocité ne conduit pas nécessairement à la conséquence qu'en échangeant entre elles les positions du transmetteur et du récepteur, l'efficacité d'une radioliaison doit rester inalterée. Une connaissance imparfaite de ce fait a peut-être parfois induit à considérer comme non conformes à la réciprocité des résultats expérimentaux qui en réalité l'étaient.

Au moyen de pentodes convenablement choisis il est possible d'obtenir que lorsque la tension grille est à la valeur zéro la chute de tension d'anode soit très petite, de façon que, si l'on varie la tension grille

jusqu'à l'interdiction, la conduite du tube à l'égard du circuit d'utilisation soit celle d'un interrupteur commandé qui passe de la condition de fermé à la condition d'ouvert. Ce type particulier de fonctionnement se prête à d'utiles applications pratiques.

Vol. VIII - N. 12 Dicembre 1939-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS



CONTENTS

Vol. VIII - N. 12 Dicembre 1939-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Der verallgemeinerte Begriff des Uebertragers ist sehr wenig in dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie angewendet; dies erfolgt hauptsächlich aus der Ueberzeugung heraus, dass der Reziprozitätsatz eine sehr beschränkte Anwendungsgrenze habe, und dass selbst, wenn diese Grenzen, wenigstens scheinbar, eingehalten sind, er oft praktisch nicht gelte. Diese Ueberzeugung ist aber unbegründet.

Es wird zuerst bewiesen, dass der Reziprozitätsatz nicht nur in dem Falle gültig ist, wenn ε, μ, γ *skalare Grössen sind, sondern auch in dem Falle dass es sich um symmetrische Omographien handelt; diese Erweiterung kann in dem optischen Gebiete nützlich sein.*

Wenn es sich um ionosphärische Verbindungen handelt, ist der Reziprozitätsatz nicht mehr, streng genommen, gültig, wegen des magnetischen Erdfeldes. Wenn er aber auf Mittelwerte in einem auch kurzen Zeitverlauf angewendet ist, muss er praktisch noch anwendbar sein (unter anderem der kurzzeitigen Unbeständigkeit der Ionosphäre wegen) und zwar unter der Bedingung dass ε, μ, γ *linienartige Omographien darstellen und dass die Wellenlänge sehr kürzer als 214 m sei. Praktische Untersuchungen zwischen Rom und Italienisch-Ost-Afrika haben diese Behauptung bestätigt.*

Durch Anwendung des verallgemeinerten Begriffes des Uebertragers wird endlich bewiesen, dass es nicht notwendigerweise aus dem Reziprozitätsatz folgt, dass die Wirksamkeit einer drahtlosen Verbindung unverändert bleiben muss, wenn man Sender und Empfänger unter einander verwechselt. Eine unvollkommene Kenntnis dieses Umstandes war vielleicht manchmal die Ursache, dass experimentelle Ergebnisse als nicht dem Reziprozitätsatz entsprechend geglaubt wurden, während sie demselben vollständig entsprachen.

Mittels Pentoden eines geeignetes Typus kann man, bei Gittervorspannung null den Anodenspannungsabfall auf geringerem Werte

setzen und damit gelingt es, wenn man die Gittervorspannung bis zum Grenzwert ändert, dass sich die Röhren hinsichtlich der Ladung wie ein gesteuerter Schalter betragen, der vom Zustand « ein » in den Zustand « aus » übergeht. Diese besondere Arbeitsweise der Röhren erweist sich in mehreren praktischen Anwendungen als sehr vorteilhaft.



Ing. R. San Nicolò, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma






Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma